G. C. Hartley, P. Mornet,
F. Ralph und D. J. Tarran

Technik der Pulscodemodulation in Nachrichtennetzen



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

G. C. Hartley, P. Mornet,
F. Ralph und D. J. Tarran

Technik der Pulscodemodulation in Nachrichtennetzen



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Übersetzung und Bearbeitung:
Institut für Nachrichtentechnik, Berlin

Originalausgabe:
G.C. Hartley, P. Mornet, F. Ralph and D.J. Tarran
Techniques of Pulse-Code Modulation in Communication Networks
Cambridge University Press
in association with the
Institution of Electrical Engineers

Lektor: Dipl.-Ing. Monika Rumpf
DK 621.376.56
ES 2o K 5
Bestellnummer: 9/3/45o3
 . VLN 2o1
Dg.-Nr. 370/117/70 Deutsche Demokratische Republik
Druck: VEB Reprocolor Werk III, Leipzig
Buchbinderei: Föste, Lüddecke, Böhnisch & Co.

In einer gemeinsamen Verpflichtung des Instituts für Nachrichtentechnik und des VEB Verlag Technik zum 20. Jahrestag der Deutschen Demokratischen Republik ist es gelungen, die vorliegende Übersetzung in wenigen Monaten anzufertigen und zu drucken.
Die Bedeutung dieser Broschüre geht aus dem Vorwort von Professor Dr.-Ing. Peter Fey hervor.
Um unseren Lesern diese aktuelle Information kurzfristig zugänglich zu machen, haben wir auf eine grundlegende Bearbeitung und eine Wertung der mitgeteilten Theorien, Erfahrungen und ökonomischen Einschätzung verzichtet. Deswegen weisen wir an dieser Stelle ausdrücklich darauf hin, daß sie, in der kapitalistischen Wirtschaft entstanden, für uns lediglich informativen Charakter haben.
Ebenso haben wir die Bilder aus dem Original ohne Veränderungen übernommen und zum leichteren Verständnis die Übersetzung der Inschriften in der Bildunterschrift angegeben.
Wir hoffen, daß diese Publikationsform bei unseren Lesern Verständnis findet und der Wert der aktuellen Information gewürdigt wird.

VEB Verlag Technik

VORWORT

Das Verfahren der Pulscodemodulation ist bereits vor 25 Jahren entdeckt worden; doch erst neuerdings ist das Interesse an diesem Modulationsverfahren wieder belebt worden, da es die ökonomische Mehrfachübertragung von Sprachsignalen auf Kabeln über relativ kurze Entfernungen ermöglicht. Große Bedeutung besitzt die Pulscodemodulation heute auch für Nachrichtennetze, in denen die digitale Form des Signals sowohl während der Vermittlung als auch auf den Übertragungsleitungen beibehalten wird, was zu einer beträchtlichen Zunahme der Kapazität der Telefonnetze für die Verarbeitung digitaler Datensignale führen könnte.
Das Buch gibt einen Überblick über die der Pulscodemodulation innewohnenden Möglichkeiten; bei einer sich so rasch ändernden Technik wie PCM ist es natürlich unvermeidbar, daß hier und da der gegenwärtige Stand den im Buch dargelegten überflügelt hat.

Danksagung

Die Verfasser danken den zahlreichen Kollegen des Laboratoire Central de Télécommunications, Paris, Frankreich und des Standard Telecommunication Laboratories, Harlow, England, für die bei der Vorbereitung dieser Monografie gegebene Unterstützung. Dieser Dank gilt insbesondere Herrn K. W. Cattermole, der viele konstruktive Hinweise zum Originalentwurf beisteuerte.

VORWORT ZUR DEUTSCHEN ÜBERSETZUNG

Die rasche Entwicklung der Halbleitertechnik, insbesondere in Richtung der digitalen integrierten Schaltungen, und deren umfassender Einsatz in der stark aufblühenden Industrie der elektronischen Datenverarbeitungsanlagen eröffnen auch auf dem Nachrichtensektor Möglichkeiten für den ökonomischen Einsatz digitaler Systeme. Sowohl der ständig steigende Bedarf an herkömmlichen Nachrichtendiensten, wie Telegrafie und Telefonie, als auch der zusätzlich durch den Einsatz der elektronischen Rechenanlagen auf allen Gebieten der Wissenschaft, Technik und Ökonomie hinzukommende Bedarf an neuen, digitalen Nachrichtendiensten zur Datenübertragung und Vermittlung zwingen auch in diesem Industriezweig zur Suche nach neuen, effektiveren Verfahren. Integrierte digitale Nachrichtensysteme unter Verwendung der Pulscodemodulation bieten hierfür perspektivische Lösungen, die geeignet sind, das bestehende Nachrichtennetz und dessen Einrichtungen zu ergänzen und später abzulösen.

Die vorliegende Übersetzung aus dem Englischen über die Technik der Pulscodemodulation in Nachrichtennetzen soll dazu dienen, allen, die sich mit diesen Problemen befassen, einen Überblick und eine Einführung zu geben.

Ein ergänzendes Literaturverzeichnis gibt Hinweise über weitere, besonders nach der Herausgabe des Buches erschienene Arbeiten.

Professor Dr.-Ing. Peter F e y

INHALTSVERZEICHNIS

1. EINFÜHRUNG

Das Verfahren, kontinuierliche oder analoge Funktionen wie Sprachsignale durch rein digitale Signale zu übertragen, wurde vor etwa 30 Jahren entdeckt (s. Abschn. 2.), aber erst mit der Entwicklung der Halbleiterbauelemente wurde die Anwendung der Digitaltechnik auf Systeme innerhalb des zivilen Nachrichtennetzes wirtschaftlich. Kommerzielle Anwendung von Pulscodemodulations-(PCM)-Systemen zur Minderung des Leitungsmangels in der Ortsnetzebene ist heute in den USA bereits übliche Praxis (Fultz und Penick, 1965), und auch in anderen Teilen der Welt steigt das Interesse an solchen Einrichtungen. Außerdem wird in internationalen Körperschaften wie im CCITT die PCM eingehend untersucht (CCITT, 1964 und EARC, 1963).

In ähnlicher Weise ist die Anwendung der Impulstechnik für elektronische Vermittlungszentralen untersucht worden, und man begann, die Möglichkeit der Integration von Übertragung und Vermittlung zu betrachten, so daß die Signale die digitale Form durch das ganze Netz hindurch behalten. Weiterhin ist es notwendig, in zunehmendem Maße auch andere Informationen als die Sprache über das Nachrichtennetz zu übertragen und die Integration dieser Formen von digitalen Signalen mit jenen, die von der Sprache herrühren, schon jetzt intensiv zu untersuchen.

Für alle diese Anwendungen scheint PCM eine elegante Lösung zu bieten, obgleich noch einige Probleme, z. B. das mit der Synchronisation eines großen voll digitalen Vermittlungsnetzes verbundene, zu lösen sind. Zweck dieser Monografie ist, die vielen Gesichtspunkte der PCM-Technik einschließlich der letzten Entwicklungen zu besprechen und den Leser anzuleiten, in der Sphäre von integrierten Netzen zu denken.

2. GESCHICHTLICHER RÜCKBLICK

Die ersten Mehrfach-Telefoniesysteme für Freileitungen, Kabel und Funkverbindungen beruhten auf dem Frequenzschachtelungsprinzip (frequency-division-multiplex, f.d.m.) (Trägerfrequenzprinzip), und die Mehrzahl der Kanäle in den verschiedenen Telefonnetzen der Welt ist noch heute so beschaffen. Die Kosten der Kanalfilter, die erforderlich sind, um ökonomisch 4-kHz-Abstände zwischen den Kanälen bei Frequenzschachtelung zu erhalten, sind jedoch hoch. Da breitere Abstände im allgemeinen keine ökonomischere Lösung bieten, ist die Aufmerksamkeit auf andere Mehrfachausnutzungsprinzipien gerichtet worden. Selbstverständlich wird auch die Verbilligung konventioneller Trägerfrequenz-Kanalfilter (z.B. durch Einführung mechanischer Filter) angestrebt, aber dies liegt außerhalb des Rahmens dieser Monografie.

Die Zeitschachtelung (time-division-multiplex, t.d.m.), die noch vor der Erfindung des Telefons bereits beim Baudot-Telegrafen verwendet wurde, erwies sich als bedeutungsvoll. 1924 wurde erstmalig versucht, das Tonfrequenzsignal eines Mikrofons durch Impulssignale (Pulsbreitenmodulation) zu ersetzen (Heising,1924), um den Wirkungsgrad eines Rundfunksenders zu verbessern. Jedoch war der Impulsbetrieb für einen einzelnen Kanal nicht wirtschaftlich. Anfang der 30er Jahre (Deloraine und Reeves,1938) wurde die Mehrfachausnutzung von Telefonkanälen durch verschachtelte Impulse entwickelt, die man durch zyklische Abtastung der jedem dieser Kanäle entsprechenden verschiedenen Sprachsignale erhielt; es wurden mehrere Versuchssysteme gebaut. In allen diesen Systemen war jedoch die übertragene Information mit einem Parameter des zu übertragenden Signals durch Veränderung der Amplitude (PAM), Dauer (PDM) oder Lage (PPM) des Impulses direkt verknüpft. Infolgedessen konnten die den verschiedenen Übertragungssystemen innewohnenden Störungen (z.B. Verzerrungen, Rauschen und Übersprechen), genauso wie im Fall der analogen Trägerfrequenzsysteme, das

empfangene Signal noch beträchtlich beeinflussen, wenn auch zugegeben werden muß, daß alle Formen des Impulsbetriebs einen gewissen Signal/Rausch-Verhältnis-Gewinn im Austausch zur erhöhten Bandbreite erzielten.

Dies führte zur Idee der Quantisierung, die im wesentlichen die Hinnahme eines gewissen minimalen Signal/Rausch-Verhältnisses ist. Zur Vermeidung der schädlichen Wirkungen von Übertragungsstörungen war es notwendig, die Impulse zu regenerieren, bevor die Stufe erreicht worden war, bei der die Störungen Zweideutigkeiten zwischen den Quanten verursachen konnten - ein Vorgang, der von den Telegrafie-Ingenieuren bei der Verwendung binärer Signale seit langen Jahren ausgenutzt wurde. Dies forderte dann wieder eine Form der Codierung des Sprachsignals, um telegrafenähnliche Signale zu erzeugen. Solch ein System (d.h. PCM) erfand Reeves 1938 und ließ es patentieren (Reeves,1938).

Das der PCM zugrunde liegende Prinzip wird im Abschnitt 3. erläutert. Es besteht grundsätzlich in der Übertragung von Zahlen, die die Messungen von Amplitudenproben, die regelmäßig von den Sprachsignalen entnommen werden, darstellen. Somit liegt die Information nur in der Anwesenheit oder Abwesenheit der Code-Impulse, und sie ist bis zu einem gewissen Ausmaß unabhängig von deren Amplitude, Dauer und Phase.

PCM wurde hauptsächlich für Richtfunkverbindungen im Sichtbereich erfunden, wo die zusätzlich erforderliche Bandbreite zur Verfügung stand. Die ersten kommerziellen Anwendungen (ohne Berücksichtigung militärischer Systeme) lagen jedoch auf dem Gebiet der Orts- und Bezirkskabel (Faltz und Penick, 1965), bei denen keine Kompatibilitätsprobleme entstehen. Bei Fernverbindungen hätten aus Gründen der Kompatibilität herkömmliche Systeme zwischengeschaltet werden müssen.

Nach 1945 wurden in vielen Ländern PCM-Untersuchungen aufgenommen, die durch das Aufkommen von brauchbaren Halbleiterbauelementen nach 1954 einen beträchtlichen Auftrieb erfuhren. Einige der Themen lauteten:

Prüfung zahlreicher Codierungsverfahren

Untersuchung von PCM-Fernsehübertragung über Langstrecken-Hohlleiter (Neu, 1960)

Vorschlag anderer digitaler Codierungssysteme, wie Deltamodulation (Deloraine u. a., 1946) und Logdifferential-PCM (Cutler, 1950)

Anwendung der PCM auf Langstrecken-Richtfunkverbindungen im Hinblick auf die Ausnutzung des Signal/Rausch-Gewinns zur Zulassung einer häufigeren Verwendung der Funkfrequenzen in einem gegebenen Band (EARC, 1963).

Anwendung von niederkanaligen Richtfunkverbindungen für Kurzstreckeneinsatz im 11-GHz-Band

Diese Themen werden in den folgenden Abschnitten ausführlich behandelt.

3. GRUNDLAGEN DER PCM

Dieses Kapitel ist in sechs Hauptabschnitte geteilt. Der erste Abschnitt gibt einen elementaren Überblick für Leser, denen die PCM neu ist; er kann von jenen, die schon mit dem Gegenstand vertraut sind, überblättert werden. Der zweite Abschnitt befaßt sich mit den Hauptmerkmalen der Übertragung und Schachtelung und mit den verschiedenen Übertragungsmedien. Der 3. Abschnitt behandelt Besonderheiten der Vermittlungstechnik mit PCM; er geht insbesondere auf die Methoden des synchronen und asynchronen Betriebs eines integrierten Netzes ein. Im 4. und 5. Abschnitt werden die wesentlichen Vor- und Nachteile der PCM und die entsprechenden Leistungsmerkmale erläutert, während der letzte Abschnitt mit den zwei anderen digitalen Arten, der Ein-Bit- und log-differential-PCM bekannt macht.

3.1. Grundbegriffe

3.1.1. Abtastung

Zunächst wird ein Sprachsignal, wie es im Bild 1 dargestellt ist, betrachtet. In dieser Darstellung sind in gleichmäßigen

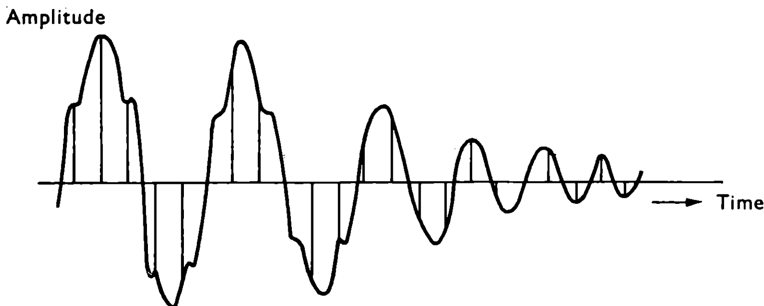


Bild 1. Zeitlich abgetastetes Sprachsignal

Amplitude	Amplitude
Time	Zeit

Zeitintervallen Ordinatenlinien gezeichnet worden; sie stellen die Momentanwerte der Sprachschwingung zu einer Folge von Zeitpunkten dar. Eine Einrichtung, die eine Serie von sehr kurzen Strom- oder Spannungsimpulsen erzeugt, so daß die Amplituden der Impulse genau die kennzeichnenden Ordinaten in der Sprachschwingung darstellen (d.h., die Ausgangsfunktion ist eine amplitudenmodulierte Impulsfolge oder PAM), heißt Abtasteinrichtung. Bild 2 zeigt eine solche Einrichtung. Die Sprachschwingungsquelle S ist an ein Tiefpaßfilter angeschlossen (um das Frequenzband zu begrenzen, wie im nächsten Abschnitt noch erklärt wird), das mit einem Widerstand R abgeschlossen ist. Mittels entsprechender Taktimpulse gestattet das Tor G,

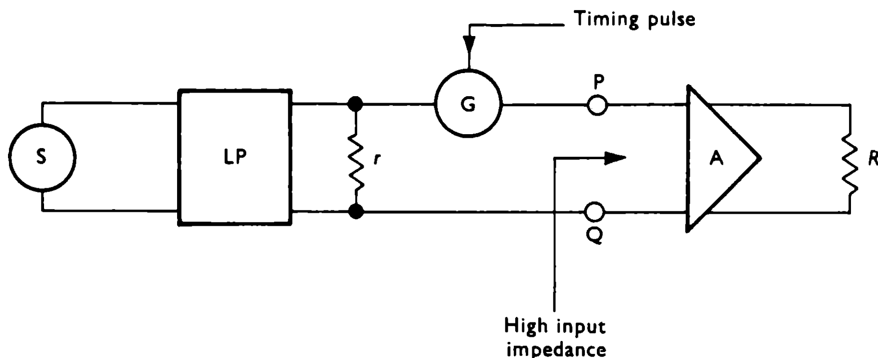


Bild 2. Blockschema einer Abtasteinrichtung

S, Source	Quelle
LP, Low Pass	Tiefpaß
r, R Resistor	Ohmscher Widerstand
Timing pulse	Taktimpulse
G, Gate	Tor, Schalter
A, Amplifier	Verstärker
High input impedance	hoher Eingangswiderstand

die Momentanspannung über r zu den Eingangsklemmen des Verstärkers A zu übertragen, von dem angenommen wird, daß er einen hohen Eingangswiderstand besitzt. Über dem Abschlußwiderstand R von A erhält man dann eine entsprechende Serie von Impulsen in gleichmäßigem Abstand.

In jedem physikalisch realisierbaren Übertragungssystem ist der größere Teil der Energie der Nachricht oder der modulieren-

den Funktion auf ein endliches Frequenzband begrenzt. Die übliche Abtasttheorie, die auf einem ideal begrenzten Frequenzband basiert, kann deshalb sicher auf den praktischen Fall angewendet werden. Diese Theorie sagt folgendes aus: Beträgt die höchste Frequenzkomponente f_g Hz, so kann die Zeitfunktion der Nachricht nicht mehr als 2 f_g unabhängige Werte je Sekunde annehmen. Aus diesem Grunde geben die Amplituden jeder Folge von Punkten im Abstand von t Sekunden, wobei $t = 1/2\ f_g$, die Nachricht vollständig wieder. Damit ist es zur Übertragung einer ideal bandbegrenzten Nachricht der Dauer T hinreichend, lediglich die 2 f_gT unabhängigen Werte zu senden, die man durch die Abtastung der Momentanamplitude des Signals mit einer regelmäßigen Geschwindigkeit von 2 f_g Abtastungen je Sekunde erhält.

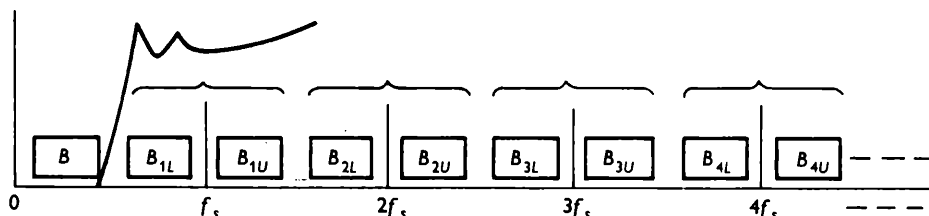


Bild 3. Spektrum des abgetasteten Signals

f_s, Sampling frequency	Abtastfrequenz
B, Band	Sprachfrequenzband
$B_{L,\ U,}$ Lower, Upper Band	Unteres, oberes Seitenband

Bild 3 zeigt das Spektrum der abgetasteten Nachricht, wie es sich am Abschlußwiderstand im Bild 2 ergibt, für den Fall, daß die Abtastfrequenz f_s größer als 2 f_g ist. Ersichtlich ist, daß das Signal tatsächlich aus dem ursprünglichen Sprachsignal B und einer Folge von Bestandteilen besteht, die sich zu einzelnen Familien formieren, bestehend aus der Abtastfrequenz oder einer ihrer Harmonischen zusammen mit den oberen und unteren Seitenbandsignalen, die oberhalb und unterhalb der entsprechenden Harmonischen der Abtastfrequenz angeordnet sind. Die Größen der Harmonischen und der Seitenbandkomponenten vermindern sich mit der Frequenz und hängen von der Breite (d.h. der Zeitdauer) des Impulses am Abschlußwiderstand R ab. Aus Bild 2 ergibt sich also folgendes: Wird an den Punkten P und Q

eine zweite Schaltung identisch zu der links von P Q gezeigten angeschlossen und mit Taktimpulsen der genau gleichen Frequenz, aber leicht zeitlich verschoben, versorgt, dann ist es möglich, die Sprache von dieser zweiten Schaltung als zeitlich abgetastete Impulse zum Verstärker A zu übertragen. Wenn auf der Empfangsseite gleiche Tore verwendet werden, um die Impulse in die richtigen Tiefpaßfilter zu leiten, ist damit ein zusätzlicher Kanal zu dem System hinzugefügt worden. Es gibt theoretisch keine Begrenzung für die Zahl der Kanäle, die so hinzugefügt werden können, vorausgesetzt, daß ihre Impulse gleichmäßig und getrennt auf der Zeitachse verteilt sind. Natürlich gibt es eine praktische Begrenzung, die durch die Beschränkungen der Abtasttechnik entsteht.

Das Blockschema von Bild 2, ergänzt durch eine Vorspannung in Reihe mit dem Ausgang des Verstärkers A, könnte zur Sendung von Impulsen mit nur einer Polarität vorgesehen werden. Die gesendeten Impulse variieren nur in der Amplitude, aber nicht in der Polarität; es sind zeitgeschachtelte PAM-Signale.

3.1.2. Signalwiederherstellung

Wenn die durch die zeitliche Abtastung gewonnene Impulsfolge zu einem entfernten Ort übertragen werden kann, dann läßt sich, wie man aus Bild 3 ersieht, das ursprüngliche Sprachsignal durch Einfügung eines Tiefpaßfilters wieder herstellen, um das Band B zu erhalten. Das ursprüngliche Signal kann auch mit Bandpaßfiltern, die die Seitenbänder - entweder einfach oder doppelt - heraussuchen, wiedergewonnen werden. Die Methode des Empfangs wird dann davon abhängen, ob die Harmonische der Abtastfrequenz vorhanden ist oder nicht. Diese Besonderheit ist jedoch kaum von praktischem Interesse.

Bei Betrachtung von Bild 3 erhebt sich die Frage, warum die Abtastfrequenz f_s mindestens das Zweifache der größten Signalfrequenz betragen muß. Wenn sie nicht so groß ist, werden sich das untere Seitenband (dargestellt als B_{1L}) und das ursprüngliche Sprachband B gegenseitig überlappen, und es ist nicht mehr möglich, unverzerrte Sprachsignale herauszufiltern. Zwischen diesen beiden Bändern muß eine Lücke eingeräumt werden,

um zu gewährleisten, daß ein praktisches Filter das Sprachband ausreichend durchlassen kann, während es alle anderen Signale hinreichend unterdrückt. Eine solche Filtercharakteristik ist im Bild 3 zusätzlich eingetragen.

3.1.3. Quantisierung

Die bisher besprochenen Prozesse haben impulsamplitudenmodulierte (PAM) Impulsfolgen geliefert. Die PAM ist jedoch zur Übertragung über große Entfernungen ungeeignet, weil es schwierig ist, die Änderung der Leitungsdämpfung und Phasendrehung mit der Frequenz hinreichend genau zu korrigieren. Ganz kleine Fehler haben eine Änderung der Form des empfangenen Impulses zur Folge, die in einem zeitgeschachtelten System zu Übersprechen führen und damit das System unbrauchbar machen. Wenn jedoch nur gewisse diskrete Amplituden der Größe der Abtastwerte zugelassen sind, so daß die der wahren Amplitude nächste Amplitude beim Abtasten der Nachricht gesendet wird, dann ist es

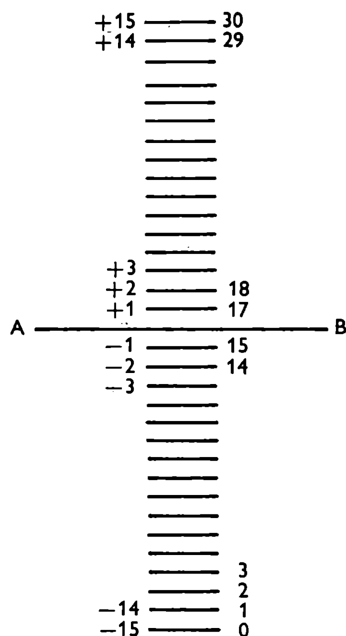


Bild 4. Lineare Quantisierungsstufen (Pegel)

möglich, vorausgesetzt, daß das empfangene Signal nicht übermäßig durch Leitungsgeräusch und Verzerrungen von dem gesendeten abweicht, genau zu bestimmen, welche diskrete Amplitude das Signal vermutlich besitzt. Somit kann das Signal wiederhergestellt oder ein neues Signal geschaffen werden, das die ursprünglich gesendete Amplitude besitzt.

Die Darstellung einer Nachricht durch Zulassung nur gewisser diskreter Amplituden, nennt man Quantisierung. Der Meßvorgang ist aus Bild 4 ersichtlich, in dem die Reihe von zueinander äquidistanten Linien auf jeder Seite der Mittellinie AB die Teilung z.B. der Spannung darstellt, gegen die jeder Impuls verglichen wird.

Quantisierung führt ursächlich einen Anfangsfehler in die Amplitude der Abtastwerte ein, der Anlaß zu Quantisierungsverzerrungen ist. Eine wichtige Eigenschaft dieses Fehlers wird bei der Betrachtung von Bild 4 offensichtlich. Wie auch immer die Amplitude des Impulses ist, wird die Größe der Fehlerspannung im Mittel durch den Abstand der Pegellinien bestimmt. Damit wird die mittlere Quantisierungsfehlerleistung, die mit dem wiederhergestellten Signal verknüpft ist, unabhängig von der Größe des Signals selbst.

Diese Fehlerleistung kann durch engere Anordnung der Pegellinien so klein gemacht werden wie gewünscht. Wenn man sich aber vergegenwärtigt, daß von dem System die Verarbeitung von Sprachvolumina gefordert werden kann, die über einen Bereich von vielleicht 35 bis 40 dB variieren, wird es offensichtlich, daß die Gesamtzahl der erforderlichen Pegel zur Übertragung der größten Signale tatsächlich sehr groß sein kann, wenn die Pegellinien sehr eng angeordnet sind, um bei kleinen zu übertragenden Signalpegeln die Quantisierungsfehlerleistung annehmbar klein zu machen.

3.1.4. Momentane Kompandierung

Da die Quantisierungsfehlerleistung als Rauschen nur dann vorhanden ist, wenn die Sprache selbst vorhanden ist, kann ein zufriedenstellendes subjektives Ergebnis erhalten werden, wenn das Verhältnis der Signalleistung zur Quantisierungsfehlerleistung bei variierendem Signalpegel konstant gehalten wird.

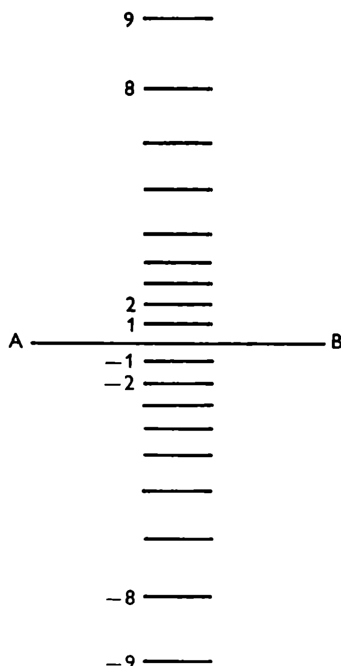


Bild 5. Nichtlineare Quantisierungsstufen (Pegel)

Ein System der Quantisierungspegel, wie das im Bild 5 gezeigte, in dem die Abstände (oder Quanten) zwischen benachbarten Pegeln allmählich anwachsen, wenn der Pegel selbst anwächst, würde dazu führen, daß das Verhältnis von Signal- zu Quantisierungsverzerrungsleistung gut konstant zu machen ist.

Bei einem näherungsweise dem logarithmischen Gesetz gehorchenden Anwachsen der Quantengröße ist es möglich, ein näherungsweise konstantes Verhältnis der momentanen Signal- zur Quantisierungsfehlerleistung über einen weiten Bereich des Sprachvolumens zu erhalten, während gleichzeitig die Verwendung von viel weniger Pegeln als im linearen Fall erforderlich sein würde. Eine echt logarithmische Kennlinie bis herab zur Amplitude Null würde eine unendliche Zahl von Stufen erfordern, so daß es in der Praxis üblich ist, eine Kennlinie anzunehmen, die sich dem logarithmischen Gesetz bei großen Amplituden und dem linearen bei niedrigen Amplituden annähert.

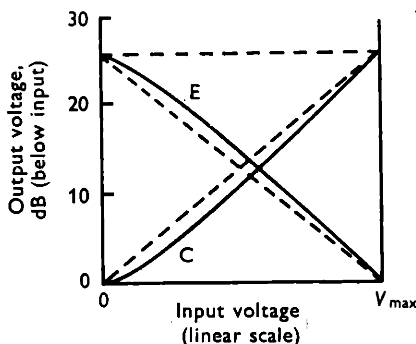


Bild 6. Kennlinie des Momentanwertkompressors und Expanders

Input voltage (linear scale)	Eingangsspannung (linearer Maßstab)
Output voltage dB (below input)	Ausgangsspannung logarithmischer Maßstab in dB (unter Eingangsspannung)

In praktischen Systemen kann dieses Ergebnis entweder durch direkte Instrumentierung der nichtlinearen Quantisierung (logarithmisch, hyperbolisch und stückweise lineare Segmente sind ausführbar), angewendet auf den Codierungsprozeß (s. Abschn. 3.1.5.) oder durch Verwendung eines linearen Quantisierers wie im Bild 4 in Verbindung mit einer unmittelbar vorgeschalteten Einrichtung, die eine anwachsende Dämpfung mit steigendem anliegenden Impulspegel einführt, erreicht werden. Eine solche Einrichtung ist als Kompressor bekannt und würde praktisch eine Kennlinie ähnlich zu Kurve C im Bild 6 besitzen.

Da der Kompressor auf die Momentanwerte der angelegten Kurzzeitimpulssignale reagiert, wird der Momentankompressor genannt, um ihn von der anderen Form des langsamwirkenden Kompressors (der Silbenkompressor) zu unterscheiden, bei dem die Zeitkonstanten so gewählt sind, daß die Einrichtung auf die mittlere Signalleistung während der Dauer einer Silbe reagiert.

Selbstverständlich muß auf der Empfangsseite eine Einrichtung mit einer komplementären Kennlinie existieren, um allen Impulsen ihre richtigen relativen Pegel wiederzugeben. Diese Einrichtung wird deshalb eine hohe Dämpfung für niederpegelige Impulse und eine mit anwachsendem Pegel allmählich sich ver-

ringernde Dämpfung besitzen. Solch eine Kennlinie ist durch Kurve E im Bild 6 dargestellt. Diese Einrichtung wird Expander genannt. Die kombinierte Wirkung des Kompressors und Expanders ist als Kompandierung bekannt. Es ist offensichtlich, daß zur Vermeidung von Gesamtverzerrungen die Expanderkennlinie der des Kompressors sehr genau entsprechen sollte.

3.1.5. Codierung

Ein quantisierter Abtastwert könnte als ein einzelner Impuls gesendet werden, der zum Beispiel eine bestimmte diskrete Amplitude besitzt. Da jedoch viele Abtastwertamplituden erforderlich sind (in der Größenordnung von 100 für Sprache), würde es schwierig sein, Schaltungen zu entwickeln, die fähig sind, diese voneinander zu unterscheiden. Andererseits ist es leicht, eine Schaltung zu entwickeln, die feststellen kann, ob ein Impuls vorhanden ist oder nicht. Um die erforderlichen etwa 100 Pegel beizubehalten, muß die Anzahl solcher Ein/Aus-Impulse, die erforderlich ist, um jeden Abtastamplitudenwert darzustellen, erhöht werden. Allgemein kann eine Codegruppe von n Impulsen mit b möglichen diskreten Amplituden zur Darstellung von b^n Signalamplituden verwendet werden. Für den üblichen PCM-Fall von Ein/Aus-Impulsen ist b = 2; der Code ist bekannt als binärer oder Basis - 2 -Code. Es sind auch andere Codes möglich, mit b = 3 (ternär) oder b = 4 (quaternär) usw., aber das Schwergewicht liegt auf binären Entwicklungen. Dies braucht nicht immer so zu bleiben, wenn und nur wenn PCM-Übertragung für den Einsatz auf Langstreckenkabeln in Erwägung gezogen wird, wo das hohe vorhandene Signal/Rausch-Verhältnis die Wahl einer Basis größer als 2 attraktiv machen kann.

Praktische Systeme, die Kompandierung, wie im Abschn. 3.1.4. besprochen, anwenden, benötigen ungefähr sieben Binärziffern (das entspricht 128 Pegelstufen) zur ausreichenden Verarbeitung des praktisch auftretenden Bereichs von Sprachpegeln (verglichen mit ungefähr 11 erforderlichen Ziffern für lineare Quantisierung). Eine solche Gruppe von Binärziffern oder Bits, die zur Darstellung jedes Sprachabtastwertes verwendet werden, wird Wort genannt.

Praktische Systeme müssen auch den Schwierigkeiten Rechnung tragen, die bei unbegrenzten Folgen von binären Signalen entstehen, die zu langen Folgen von Einsen oder Nullen Anlaß geben können. Solche Signale werden über ein Übertragungsmedium mit einer unteren Grenzfrequenz (z.B. ein mit Repeatern beschaltetes Kabel) nicht getreu übertragen, und ihnen fehlt auch die für den Repeater notwendige Taktinformation (s.Abschn. 3.2.). Eine Methode, mit diesem Problem fertig zu werden,ist, einen modifizierten Code anzuwenden, der das Programm der Binärziffernfolgen auf solche beschränkt, die am leichtesten zu übertragen sind, z.B. Codes mit niedriger Ungleichheit (low-disparity codes) (Cattermole, 1964). Eine andere Methode ist die, eine tatsächliche ternäre Übertragung durch abwechselnde Umkehrung der Eins-Signale anzuwenden (Aaron, 1962). Das wird ausführlicher in den Abschnitten 3.2.1. und 6.2.1. behandelt.

Im allgemeinen wird die Codierung einer zeitgeschachtelten PAM-Gruppe von Kanälen (z.B. die 24 Kanäle eines typischen Trägerfrequenzsystems) in einem einzigen gemeinsamen Codierer vorgenommen, der n-mal so schnell wie für einen einzelnen Kanal arbeitet, wobei n die Zahl der geschachtelten Kanäle ist. Das Ausgangssignal eines solchen Coders, das man durch einmalige Abtastung jedes Kanals erhält, wird als Rahmen bezeichnet. Das Impulsmuster oder die Multiplexstruktur, die man in einem solchen Rahmen finden kann, wird im Abschn. 3.2.2. behandelt.

3.1.6. Decodierung

Die Decodierung einer binären Impulsfolge ist offensichtlich die Umkehrung des Codierungsprozesses und bewirkt die Erzeugung eines Impulses, der die lineare Summe der Impulse in einer empfangenen Codegruppe ist,nachdem jeder Impuls mit seinem Stellenwert in der Gruppe (d.h. mit 1, b, b^2, b^3 usw.) multipliziert wurde. Es gibt grundsätzlich zwei verschiedene Wege dies zu tun, entweder durch Speichern der empfangenen Information in einem Digitalspeicher und Decodierung in einem Schritt oder durch Decodierung jedes Informationselementes, wenn es eintrifft, und Integration des Codesignals in einem Analogspeicher.

Die zweite Methode neigt dazu, größere Fehler zu liefern. Daher verwenden alle praktischen Systeme digitale Speicher.

3.2. Übertragung und Schachtelung

3.2.1. Übertragung über symmetrische Kabel

Das Problem der Übertragung von PCM über Leitungen ist im Grunde das der Schaffung einer digitalen Übertragungskapazität hoher Geschwindigkeit. Diese kann auf den verschiedenen Medien auf verschiedene Weise erreicht werden. Es ist schon gezeigt worden, daß es allgemein erforderlich ist, von der Regeneration Gebrauch zu machen, um die Bandbreite auf Kosten des Signal/Rausch-Verhältnisses auf der Leitung selbst zu erhöhen. Diese kann am einfachsten auf symmetrischen Kabeln ausgeführt werden.

Das Problem besteht im Grunde genommen darin, ein sehr schnelles getaktetes Gleichstromtelegrafiesignal im wesentlichen ohne Fehler über eine Leitung zu übertragen. Zur Verringerung des Übersprechens ist symmetrische Übertragung erforderlich. Die Fernspeisung der Repeater macht zwischengeschaltete Übertrager erforderlich, so daß die üblicherweise verwendete Signalform im wesentlichen die des Doppelstromtelegrafen ist. Die von der sendenden Endstelle auf die Leitung gegebenen Impulse sind im wesentlichen Rechteckimpulse; d.h., die Anstiegs- und Abfallzeit macht nur einen kleinen Bruchteil der dem Impuls zugeteilten Zeiteinheit aus. Nach der Übertragung über eine Leitungslänge werden die Impulse jedoch durch die Übertragungseigenschaften der Leitung in der Form verändert. Wenn nach einer gegebenen Leitungslänge ein Entzerrer und Verstärker zur Wiederherstellung ihrer ursprünglichen Form eingefügt sind, werden sie in einem praktischen System, wie im Bild 7, aussehen. Die Abrundung wird in erster Linie durch eine bewußte Begrenzung der Übertragungsbandbreite nahe dem theoretischen Minimum entstehen.

Weil bei einem solchen System die Form des ursprünglichen Impulses in jedem Fall bekannt ist, ist es möglich, an den Repeaterpunkten Einrichtungen anzuwenden, die zunächst für jedes Zeitintervall bestimmen, welches Vorzeichen des Impulses

empfangen worden ist, und dann auf die Leitung einen neuen Impuls optimaler Form für die besonderen Bedingungen geben.

Im praktischen Fall werden die empfangenen Impulse auf Grund der Einwirkung äußerer Störungen und unvollkommener Übertragungseigenschaften nicht die brauchbare Form, wie im Bild 7 angegeben, besitzen. Ein weiterer auch zu ihrer Verzerrung beitragender Faktor ist, daß eine Übertragung durch

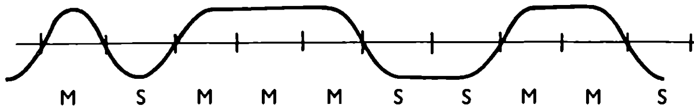


Bild 7. Typische idealisierte Signalform einer Impulsfolge nach Übertragung über eine Leitungslänge

M, Mark   Zeichen
S, Space   Zwischenraum

das Leitungssystem theoretisch bis zur Frequenz Null nicht wirklich durchführbar ist (z.B. auf Grund der Anwesenheit von Speise-Trennfiltern). Praktisch ist es üblich und möglich, die Übertragung der Frequenz Null zu vermeiden, obwohl sich daraus eine gewisse Verzerrung der Impulse ergibt.

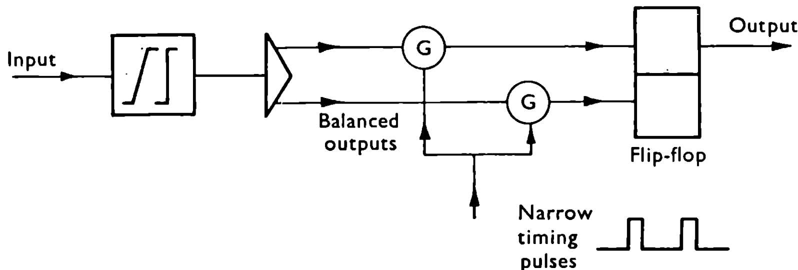


Bild 8. Blockschema eines Repeaters

Input	Eingang
Balanced output	Gegentaktausgang
G, Gate	Tor, Schalter
Narrow timing pulses	Schmale Taktimpulse
Flip-flop	Flip-Flop, Bistabile Kippstufe
Output	Ausgang

Die Wirkungen von Rauschen und anderen Verzerrungen werden am kleinsten gehalten, wenn die das Vorzeichen des empfangenen Impulses betreffende Entscheidung durch Prüfung des eintreffenden Impulses etwa in der Mitte des entsprechenden Zeitintervalls erfolgt (s. a. Abschn. 6.2.2.). Bild 8 zeigt das Blockschaltbild für diesen Vorgang. Nach Durchlaufen eines Entzerrers und Verstärkers gelangt das Signal an die Tore G, die durch geeignete Taktimpulse für eine sehr kurze Zeit, etwa um die Mitte jedes Zeiteinheitsintervalls, geöffnet sind. An den Ausgang der Tore ist ein Flip-Flop angeschlossen, das alle Nadelimpulse, die das Tor passieren, empfängt. Jeder von ihnen, der eine ausreichende Amplitude besitzt, veranlaßt das Flip-Flop zur Aussendung eines vollständig neuen Impulses auf die Leitung. Signale, die kleiner als diese Amplitude sind, können das Flip-Flop nicht betätigen und es verbleibt in seiner vorherigen Stellung.

Es ist klar, daß die Repeatereinrichtung im Bild 8 theoretisch alle negativen Einwirkungen, denen das Signal während des Passierens des vorhergehenden Leitungsabschnitts ausgesetzt war, vollständig beseitigen wird, solange das Signal sich am Eingang des Repeaters nicht in einem solchen Ausmaß verschlechtert, daß es nicht mehr möglich ist, mit sehr hoher Sicherheit zu bestimmen, welches Vorzeichen des Impulses empfangen wurde. Dieser Vorgang kann so häufig wie gewünscht wiederholt werden, bis das Ende der Leitung erreicht ist. Die Wiederholung ist als Regeneration und der Repeater als Regenerator bekannt.

Deshalb können im Idealfall die am Leitungsende wiederhergestellten Signale von den auf sie längs der Strecke einwirkenden Verschlechterungen vollständig unabhängig gemacht werden, vorausgesetzt, daß die Verschlechterungen an keiner Stelle gewisse Grenzen überschreiten. Dies ist eine der wichtigsten Eigenschaften von PCM-Systemen. Praktisch setzen die mit der Taktung des Regenerationsprozesses verbundenen Probleme gewisse Grenzen bezüglich des erreichbaren Grades von Vollkommenheit.

Im Bild 8 wird eine Quelle für Taktimpulse angenommen, ohne anzugeben, wie sie erzeugt wird. Praktisch erhält man die notwendige Taktinformation von den empfangenen Signalen selbst;

weitere Einzelheiten werden im Abschn. 6.2.2. behandelt. Bild 9 zeigt ein Beispiel einer vereinfachten schematischen Weiterentwicklung von Bild 8, das eine solche Taktausfilterungseinrichtung enthält.

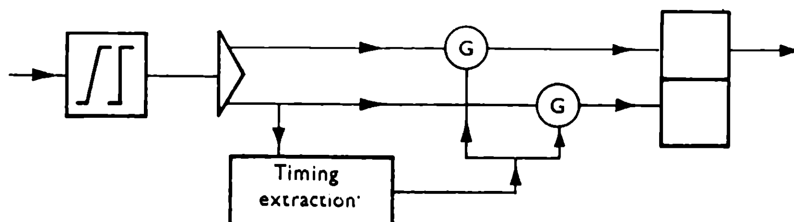


Bild 9. Blockschema der Methode zur Gewinnung der Taktinformation

Timing extraction	Taktgewinnung
G, Gate	Tor, Schalter

Wie vollkommen die Schaltungen zur Ableitung der Taktimpulse auch immer sein mögen, und auch wenn diese Impulse im Mittel die richtige Frequenz besitzen, können sie doch zeitlich (entweder voraus oder verzögert) um ihre richtige mittlere Lage verschoben sein. Die neuen, vom Repeater ausgesendeten Impulse werden deshalb dieser Zeitverschiebung (gewöhnlich als "Takt-Jitter" beschrieben) unterworfen sein. Dieser Effekt kann sich verstärken, wenn die Signale viele Repeater durchlaufen; damit ist er eine Funktion der gesamten Streckenlänge. Diese Möglichkeit der Anhäufung von Jitter ist ein wichtiger Faktor beim Entwurf von Regenerations-Repeatern.

Die durch diese Art der Übertragung verursachte Geschwindigkeitsbegrenzung entsteht aus der Notwendigkeit, die Dämpfung in einem Abschnitt auf einen Wert zu begrenzen, der den Empfang am Repeater mit einem angemessenen Grad von Fehlerfreiheit angesichts der äußeren Störungen noch ermöglicht. Bei Hin- und Rückrichtung in demselben Kabel ist eine der häufigsten Quellen von Störungen in dem betreffenden Spektrum das Nahnebensprechen von einem anderen System. Diesem kann natürlich nicht durch Erhöhung der Sendeleistung begegnet werden. Bei einem Repeaterabstand, der in der Praxis durch den der Bespulungen bestimmt ist (im allgemeinen 2000 yard = 1830 m), liegt die Grenze in

der Nähe von 1,5 Mbit/s. Diese Größenordnung der Bitgeschwindigkeit haben gegenwärtig alle PCM-Nahverkehrssysteme (z.B. 24 Kanäle mit 8 kHz Abtastung und 8 bit/Wort ergibt 1,536 Mbit/s. In der Praxis bedeutet die Notwendigkeit der Überwachung des Abfalls des Übertragungsfaktors in der Nähe der Bitfrequenz, daß Frequenzen oberhalb 750 kHz übertragen werden müssen. Dies wird ausführlicher im Abschn. 6.2.2. behandelt.

Diese Art der regenerierten digitalen Übertragung in ihrer einfachen binären Form legt der Natur der übertragenen Nachricht Einschränkungen auf. Sie darf keine ständige Gleichstromkomponente und auch keine wesentlichen Niederfrequenzkomponenten (das sind Komponenten etwa zehn Oktaven unterhalb der Grundbitgeschwindigkeit) enthalten, weil diese Verzerrungen außerhalb der Möglichkeit der Entzerrung verursachen und die Zuverlässigkeit des Systems bis zum totalen Ausfall herabsetzen können.

Dem kann durch die Verwendung spezieller Codestrukturen, sogenannter Codes mit niedriger Disparität (low disparity codes) begegnet werden (Cattermole, 1964). Es ist eine Lösung bekannt, bei der die Leitungssignale im Effekt ternär sind, d.h., der Sender hat drei Zustände - positiv, negativ und Null (Aaron, 1962). Null wird zur Übertragung von Eins verwendet. Dieses System ist vollständig gleichstromfrei, aber es ist empfindlicher für Störungen, denn der Detektor hat zwischen drei und nicht zwei Zuständen zu unterscheiden. Diese Art der Übertragung ist als bipolare oder wechselnde Zeichenumkehrung (alternate-mark-inversion, a.m.i.) bekannt. Beide, reine binäre Systeme und Systeme mit wechselnder Zeichenumkehr bedürfen einer ausreichenden Anzahl von Wechseln, um die Taktausfilterung ohne wesentliche Phasenabweichung sicherzustellen. Die Vorteile und Nachteile der beiden Systeme werden ausführlicher in Abschn. 6.2.1. besprochen.

Einige Gesichtspunkte von Schachtelungsstrukturen, die für eine binäre Übertragungsleitung geeignet sind, werden im Abschn. 3.2.3. untersucht.

3.2.2. Übertragung über andere Medien

Koaxialkabel

Die entspulte symmetrische Leitung wird gegenwärtig am häufigsten angewendet. Eine Anwendung in großem Maßstab, besonders (aber nicht allein), wenn dies mit einem Anwachsen der Streckenlänge verbunden ist, erfordert sehr wahrscheinlich eine baldige Untersuchung des Koaxialkabels. Im allgemeinen sind die Probleme bei diesem Kabel ähnlich denen des symmetrischen Kabels, ausgenommen die niedrigere Dämpfung und das geringere Übersprechen, wodurch beträchtlich höhere Bitgeschwindigkeiten möglich wären. Daraus folgt jedoch nicht, daß die optimale Lösung dieselbe sein würde. Verbesserte Störwerte und genauere Entzerrung könnten es ermöglichen, für mehrere aufeinanderfolgende Abschnitte entzerrte Verstärker einzusetzen, ehe es notwendig wird, zur Regenerierung Zuflucht zu nehmen. Das dem Kabel eigene hohe Signal/Rausch-Verhältnis könnte auch ökonomisch gegen ein System ausgetauscht werden, das eine größere Basis als 2 verwendet.

Ohne Zweifel könnten Zwergtubenkabel sehr zufriedenstellend für die Verarbeitung einer Größenordnung von 1000 Kanälen eingerichtet werden. Einschränkungen (besonders beim Normalkoaxialkabel) ergeben sich für die nächste Zeit viel eher aus Herstellungsschwierigkeiten bei den Endeinrichtungen und Repeatern als durch irgendwelche theoretischen Grenzen auf Grund von Rauschen und Bandbreitebetrachtungen. Trotzdem erscheint die Nutzung dieses Kabels sehr wahrscheinlich, sobald der Umfang der Anwendung seine Kanalkapazität anziehend macht.

Unterseekabel

Seine hochwertige Konstruktion und stabile Umgebung gestatten ideale Übertragungsbedingungen. Kabel für digitale Übertragung konnten schon zu einem früheren Zeitpunkt mit einer entsprechenden Geschwindigkeitskapazität hergestellt werden, jedoch ist die Wirtschaftlichkeit der Umsetzung umfangreichen Sprechverkehrs in dieser Form noch umstritten. Militärische digitale Systeme sind jedoch schon erprobt worden (King u.a., 1961).

Andererseits eröffnen die hohen Leistungsparameter der vorhandenen Kabel den Weg zur Mehrpegel-Ton-Modulation, die eine Kapazität für eine gewisse digitale Verarbeitung, z.B. Datenübertragung, die in den Nebengebieten mit PCM-Sprachübertragung integriert worden ist, vorsieht (s.Abschn. 4.2. und 5.1.5.). Es sind Schemata vorgeschlagen worden, die die Basis 8 verwenden, um eine Übertragungsfähigkeit von 960 kbit/s für die 404 kHz Bandbreite eines TAT Dreisystems oder eine Übertragungsfähigkeit von 2,8 Mbit/s für die 1,1 MHz Bandbreite, die für ein 270 4-kHz-Kanal-Trägerfrequenzsystem erforderlich ist, zu ermöglichen.

Richtfunkverbindungen

Während man zunächst erwarten könnte, daß der große Bedarf an Frequenzbandbreite, den die PCM-Technik zur Folge hat, unerwünscht wäre, weil die außerordentliche, in einem abgeschlossenen Medium enthaltene Bandbreite einfach nicht verfügbar ist, gibt es jedoch Gegenargumente, und bestimmte Forscher (besonders die Japaner, NEC News, Dezember 1963) haben attraktive Möglichkeiten für die ökonomische Anwendung im Bezirksnetz nachgewiesen. Die hauptsächlichen Gegenargumente sind:

a) Die Erfüllbarkeit der Forderungen nach extremer Linearität und Freiheit von Intermodulation macht einen größeren Teil der Nennbandbreite des Systems verfügbar und kompensiert damit etwas von der für die PCM-Modulation erforderlichen größeren Bandbreite

b) Die verringerten Nebensprechanforderungen erleichtern die wiederholte Verwendung der gleichen Funkfrequenzen wesentlich, so daß die Frequenzzuteilung weniger eingeschränkt ist

Diesen Vorteilen muß die Notwendigkeit vorsichtigerer Streckenplanung entgegengesetzt werden, um größere Schwundreserven als mit üblichen FM-Funkverbindungen zu erhalten, weil Schwund über den geplanten Spielraum hinaus im PCM-Fall vollständigen Ausfall bewirken könnte (anstelle Qualitätsverschlechterung).

Das Gesamtergebnis dieser einander widerstreitenden Einschränkungen ist, daß trotz der auf jeder Strecke mit einem

einzelnen HF-Träger verringerten Anzahl von verfügbaren Telefonkanälen die zulässige Wiederverwendung desselben HF-Trägers in einem gegebenen Gebiet tatsächlich die gesamte Verkehrskapazität zu erhöhen gestattet. Dies kann in einem dicht besiedelten Gebiet mit großen und wachsenden Verkehrsbedürfnissen von unermeßlichem Vorteil sein, obwohl es keineswegs sicher ist, daß die PCM auch dort die optimale Lösung bringt, wo die Hochfrequenzverteilungsprobleme nicht im Vordergrund stehen.

Es gibt ein wachsendes Interesse an niederkanaligen (24-, 48- oder 96kanaligen) PCM-Richtverbindungsgeräten, die im 11-GHz-Band für Kurzstreckenanwendungen arbeiten, z.B. vom Stadtzentrum zur Peripherie.

Satelliten

In diesem relativ neuen Zweig der Nachrichtentechnik hat die Untersuchung der Mehrfachzugriffsprobleme noch nicht gezeigt, daß irgendein Modulationsverfahren überragende Vorteile gegenüber irgendeinem anderen besitzt. Die ersten kommerziellen Anwendungen haben die AM-Einseitenband-Frequenzschachtelung mit FM des HF-Trägers übernommen, aber der Umfang der Mehrfachzugriffsfähigkeit war stark eingeschränkt. Lediglich für militärische Zwecke werden Verschlüsselungen erforderlich. Wie im Abschn. 4.1. gezeigt wird, ist PCM für diese Anwendung sehr geeignet.

Die Mehrfachausnutzungsmöglichkeit gibt zu Synchronisationsschwierigkeiten Anlaß; diese Schwierigkeiten werden noch größer, wenn sich der Satellit bewegt. In einer der Lösungen (Campbell, 1964) wird vorgeschlagen, daß jede Bodenstation abwechselnd ein Bündel von mehreren Kilobits zum Satelliten hinauf sendet, und zwar in solcher Phasenlänge, daß die Bündel jeder Bodenstation nacheinander im Satelliten eintreffen. Dazu müssen Sicherheitsabstände zwischen den Bündeln vorgesehen werden. Im Satelliten werden die empfangenen Signale in einem einfachen Breitbandrepeater ohne strenge Anforderungen an Linearität verstärkt und wieder ausgesendet. Jedes Bündel einer Bodenstation enthält ein Adressensignal, um dem Adressaten zu ermöglichen, die richtigen Bits aus dem gesamten Bitstrom

herauszufinden. Eine Bodenstation wird für eine regelmäßige Sendung vorgesehen, um eine regelmäßige Rahmenreferenz für Synchronisationszwecke zu liefern.

Wellenleiter

Für Medien, wie Langstrecken- und optische Wellenleiter, mit unvermeidlichen Phasenverzerrungseigenschaften als Folge der vielen kleinen Diskontinuitäten wird sich mit hoher Wahrscheinlichkeit die digitale Übertragung als das einzige brauchbare Übertragungsverfahren erweisen. PCM-Übertragung für Fernsehen und für 24-Kanal-Telefonie ist schon experimentell über Langstreckenwellenleiter erprobt worden.

Weit in die Zukunft blickend (etwa 25 Jahre voraus) sehen einige Forscher ein weitverbreitetes Bedürfnis für drahtgebundenes Fernsehen (z.B. für Informationsausgabe von zentralen Verarbeitungszentren) voraus; als Folge davon wird die erforderliche Bandbreite des Netzes stark zunehmen. Diese Bandbreite kann von optischen Strahlen geliefert werden, die unerschlossene Reserven enthalten. Die Leistungsfähigkeit optischer Verfahren für ein gegebenes Signal/Rausch-Verhältnis ist um ein vielfaches größer, wenn digitale an Stelle analoger Verfahren angewendet werden; PCM mit etwa 16 bis 80 Stufen würde viele Fernsehanforderungen sehr gut befriedigen. Fernsehen mit 81 Stufen über Langstreckenwellenleiter wurde bereits im Jahr 1959 (J. IEE, 1959, 5 S. 195) öffentlich demonstriert.

Das technische Schlüsselproblem auf diesem Gebiet ist die Entwicklung eines billigen und hochflexiblen Wellenleiters.

3.2.3. Multiplexstrukturen

Die einfachste Form der digitalen Zeitschachtelung ist die Bit-Schachtelung, d.h. ein Rahmen, der aus einem Bit von jedem beteiligten Kanal besteht. Der Vorgang beginnt jedoch in der Arbeitsweise eines üblichen Coders mit der Prüfung der PAM-Abtastwerte der verschiedenen Kanäle nacheinander. Diese PAM-Abtastwerte werden in quantisierte Werte, dargestellt durch Worte, umgeformt. Es ist deshalb offensichtlich einfacher, die resultierende digitale Schachtelung durch Schachtelung der vollständigen Worte und nicht der einzelnen Bits herzustellen.

Auf der Empfangsseite (Decoder) findet ein umgekehrter Prozeß statt. Die Worte werden durch einen kontinuierlichen Zählprozeß bestimmt, der jedoch die Verfügbarkeit eines übereinstimmenden Beginns oder einer Rahmenmarkierung erfordert. Diese erhält man entweder durch Hinzufügen eines zusätzlichen Bits oder Verwendung des ganzen oder eines Teils eines Kanals zur Übertragung eines festen identifizierbaren Wortes (Die Vor- und Nachteile der verschiedenen Methoden der Synchronisierung werden im Abschn. 6.1.4. besprochen). Bei Wortschachtelung treten auf der Empfangsseite keine zusätzlichen Probleme auf, um das Wort zu bestimmen, vorausgesetzt, daß sie diesen Rahmen erkennen kann, um die Worte den richtigen Kanälen zuzuordnen. In einer bitgeschachtelten Struktur ist diese Beziehung verborgener. Eine ähnliche Fähigkeit kann - allerdings zu Lasten eines größeren Geräteaufwandes - geschaffen werden.

Diese Wortschachtelung macht auch eine Vereinfachung der Regenerierung durch die Beschränkung der Worte auf gewisse Muster (z.B. Ungeradzahligkeit) möglich, wie im Abschn. 3.2.1. erwähnt wurde. In einem bitgeschachtelten System können solche Verfahren auf lange Sicht Gleichstromfreiheit sichern; aber die tatsächliche Anordnung der Bits in irgendeinem Rahmen ist nicht vorherzusagen.

Der Trend zur Wortschachtelung ist deshalb allgemein anerkannt worden, und wahrscheinlich ändert sich das nicht. Das einzige Codierungssystem, das mit Bitschachtelung von Natur aus kompatibel ist, ist die einfache Deltamodulation (s.Abschn. 3.6.1.), doch besteht wenig Wahrscheinlichkeit, damit die erforderlichen Normen zu erreichen. In einem Wortsystem ist es vom Gesichtspunkt dieser Analyse unwesentlich, ob die Worte reine PCM oder Differential-PCM (log delta, s.Abschn. 3.6.2.) darstellen.

Für Signalisierungszwecke ist es allgemein üblich, jedem Wort ein Signalisierungsbit hinzuzufügen, um das Äquivalent zu einer Außerband-Signalisierungseinrichtung zu erhalten.

Diese liefert eine relativ große Informationskapazität je Kanal und führt zu einfacher Instrumentierung bei Signalisierung von nur 2 Bedingungen. Bei Signalisierung mit 3 oder 4 Bedingungen, die die meisten Typen von Vermittlungszentralen

abdecken dürften, liefert eine weitere Zeitschachtelungsstufe 2 Bits mit der halben Geschwindigkeit des Rahmenwechsels.

Bei integrierten PCM-Netzen gibt es gewichtige Gründe für einen gemeinsamen Signalisierungskanal oder eine Befehlsdraht-(order-wire) Signalisierung; dieser Gesichtspunkt wird im Abschn. 3.3.8. weiter besprochen.

3.3. Grundlagen der PCM-Vermittlung

3.3.1. Einführung

Die besonderen Eigenschaften von PCM-Übertragungssystemen werden offensichtlich viel wirksamer ausgenutzt, wenn eine PCM-Vermittlungstechnik eingeführt werden kann, so daß die Sprache in digitaler Form verbleibt, bis sie schließlich für den Anschluß zum Apparat decodiert wird. Ein solcher Prozeß verbessert außerdem die Gesamtökonomie durch Ausschaltung der Kosten von zwischendurch erfolgenden Decodier- und Codiervorgängen. Diese verminderten Kosten sind davon abhängig, daß die Kosten der Vermittlung der digitalen Nachricht die der Vermittlung analoger Sprache nicht wesentlich überschreiten. Heutige Studien zeigen, daß sie beträchtlich niedriger sein können. In den folgenden Unterabschnitten werden die allgemeine Natur des Problems der PCM-Vermittlung und einige der in Entwicklung befindlichen Lösungsverfahren behandelt. Ein Überblick über eine praktische Ausführung wird im Abschn. 6.3. gegeben.

3.3.2. Grundelemente einer Tandem-Vermittlung

Es ist üblich, mit der Untersuchung der Zusammenschaltung der Kanäle mehrerer PCM-Trakte zu beginnen. Das ist die Grundaufgabe bei der Entwicklung einer Tandem-Vermittlung und die Grundlage, auf der alle anderen Typen von Vermittlungen entwickelt werden können. Bild 10 zeigt die wesentlichen Funktionen: Entschachtelung, Amtsdurchschaltung und Rückschachtelung. Diese können auf mannigfaltige Weise verwirklicht werden. Wenn die ankommenden und abgehenden Schachtelungen bitgeschachtelt sind, würde die Entschachtelung einen Kanalbitstrom von beispielsweise 56 kbit/s liefern, und dieser könnte über einen im wesent-

lichen konventionellen raumgeteilten Schalter durchgeschaltet und wieder gesammelt werden. Es wäre dann notwendig, eine Art phasenjustierenden Puffer einzubeziehen.

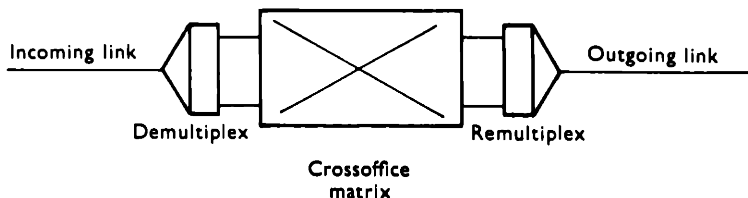


Bild 10. Wesentliche Tandemvermittlungsfunktionen

Incoming link	Kommende Verbindungsleitung
Outgoing link	Gehende Verbindungsleitung
Demultiplex	Demultiplex, Entschachtelung
Remultiplex	Remultiplex, Rückschachtelung
Crossoffice matrix	Verbindungsfeld

Praktisch besitzen, wie schon gesagt, die meisten PCM-Systeme, mit denen experimentiert wurde, Wortschachtelung. Obwohl dies im Prinzip die raumgeteilte Vermittlung nicht ausschließt, liefert zeitgeteilte Vermittlung eine viel elegantere Lösung. Demgemäß geht der derzeitige Trend in Richtung einer sehr engen Integration von Entschachtelung und Rückschachtelung mit den Vermittlungsfunktionen auf der Grundlage der Zeitschachtelung (Zeitteilung).

Fig. 10 Essential tandem-switching functions

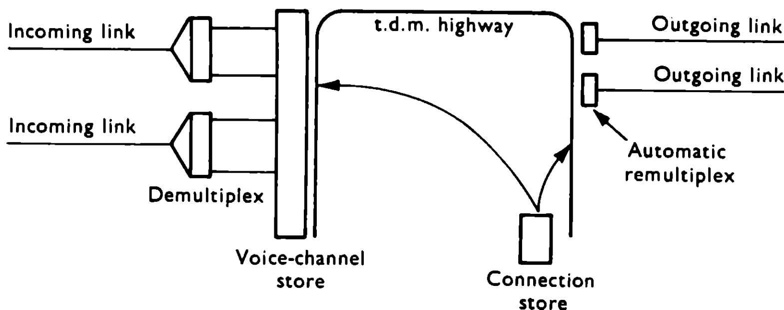


Bild 11. Beispiel einer Zeitmultiplexdurchschaltung für eine kleine Zentrale

Incoming link	Kommende Verbindungsleitung
Outgoing link	Gehende Verbindungsleitung
Demultiplex	Entschachtelung
Voice-channel store	Sprachkanalspeicher
t.d.m. highway	Zeitmultiplexsammelleitung
Connection store	Verbindungsspeicher
Automatic remultiplex	Automatische Rückschachtelung

Bild 11 zeigt, wie dies bei einer experimentellen Entwicklung für eine kleine Vermittlung gemacht wurde. Eine Anzahl von ankommenden Verbindungsleitungen wird entschachtelt, und die jedem Kanal zugeordneten Worte werden in einem Sprachkanalspeicher mit einem Platz je Kanal gespeichert. Diese Worte werden unter Kontrolle eines Verbindungsspeichers mit einer Zeitlage für jeden abgehenden Kanal ausgelesen und über eine gemeinsame Sammelleitung zu den Speichern übertragen, die den abgehenden Verbindungsleitungen zugeordnet sind. Der Arbeitsablauf wird durch diesen Verbindungsspeicher so abgewickelt, daß die hintereinander übertragenen Worte seriell auf jede abgehende Verbindungsleitung ausgelesen werden, so daß die abgehende Schachtelung automatisch wieder zusammengesetzt ist. Wenn eine solche Vermittlung sechs Leitungen mit je 24 Kanälen bedient, ist damit die Reihenfolge der Übertragung durch das Amt über die gemeinsame Sammelleitung wie folgt:

Kanal 1 von Leitung 1, Kanal 1 von Leitung 2, Kanal 1 von Leitung 3 ..... Kanal 1 von Leitung 6, Kanal 2 von Leitung 1, Kanal 2 von Leitung 2 .... Kanal 24 von Leitung 6.

3.3.3. Anwendung auf größere Vermittlungen

Dieser elementare Lösungsweg ist offensichtlich nur auf sehr kleine Einheiten anwendbar. Sechs oder acht 24-Kanal-Systeme können durch eine einzelne Sammelleitung miteinander verbunden werden; aber alles, was darüber hinausgeht, führt wegen der nicht mehr zu beherrschenden hohen Arbeitsgeschwindigkeit im Durchgangsamt zu Schwierigkeiten. Bild 12 zeigt die Einführung mehrerer Sammelleitungen, die in der schon von der PAM-Zeitteilungsvermittlung her bekannten Form der geschalteten Sammelleitungen miteinander verbunden werden. Wenn der Einfachheit halber die abgehende Sammelleitung für jede Verbindung die Zeitlage des gewünschten abgehenden Kanals verwendet, wird zugestandenermaßen eine bedeutende Blockierung auftreten. Für größere Vermittlungen ist etwas ähnliches wie im Bild 13 vorzuziehen. Es enthält zwei aufeinanderfolgende geschaltete Sammelleitungsstufen mit einem Zeitlagenumsetzungsspeicher dazwischen. Dies können ein statischer Speicher, z.B. ein

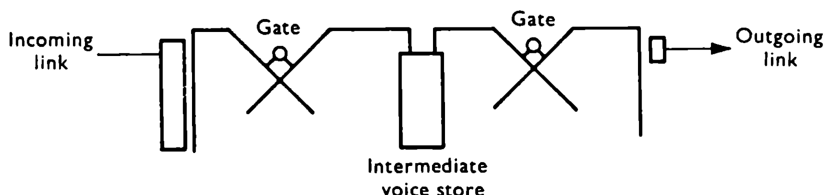


Bild 12. Prinzip der geschalteten Sammelleitung für eine größere Vermittlung (etwa 2000 Leitungen)

Incoming link	Kommende Verbindungsleitung
Outgoing link	Gehende Verbindungsleitung
Retimer	Taktrichter
Voice store	Sprachspeicher
Connection store	Verbindungsspeicher
Gate	Tor, Schalter
Counter	Zähler

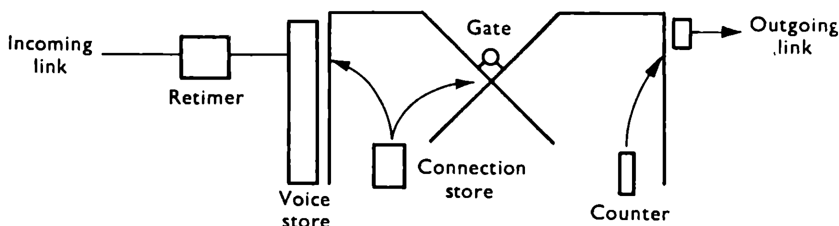


Bild 13. Zwischenspeicher für ein sehr großes Schaltfeld

Incoming link	Kommende Verbindungsleitung
Gate	Tor, Schalter
Intermediate	
Voice store	Zwischenspeicher für Sprache
Outgoing link	Gehende Verbindungsleitung

schneller magnetischer Speicher, ein Kondensator/Dioden-Speicher oder ein dynamischer Speicher, z.B. eine Verzögerungsleitung, sein.

3.3.4. Synchronisation

Vor der Besprechung der Vermaschung von Ämtern ist es notwendig, ein sehr grundsätzliches Problem zu untersuchen - die Synchronisation. Die Darstellungen in den vorhergehenden Abschnitten setzten in bezug auf die Realisierung die Stabilität der Geschwindigkeit und der Phasenbeziehungen aller ankommenden und abgehenden Bitflüsse voraus. In der Praxis wird dies aus zwei Gründen nicht so sein:

a) Die Ströme können von unabhängigen Taktgeneratoren herrühren, die sich in ihrer Geschwindigkeit etwas unterscheiden (Drift)

b) Auch wenn die Taktgeneratoren gleich sind, wird es wegen Temperaturänderungen auf dem Kabel bei der Ausbreitungsgeschwindigkeit und der Phasenabhängigkeit der Repeater eine Phasenänderung und Jitter geben.

In einem einfachen Sternnetz, z.B. einer Tandemvermittlung und einer Anzahl von abhängigen Ortsvermittlungen, läßt es sich so einrichten, daß alle Übertragungen von den Ortsvermittlungen auf einem Takt beruhen, der von dem ankommenden Bitfluß abgeleitet oder an ihn geknüpft ist. Das kommt der Wirksamkeit eines Muttertaktgenerators gleich. Ein ausgedehntes Netz mit mehreren Tandemzentralen, kann jedoch so nicht gehandhabt werden. Ein buchstäbliches Einzelmuttertaktgenerator-Konzept ist aus mehreren Gründen unerwünscht. Deshalb werden verschiedene Formen ziemlich raffinierter Taktverknüpfung untersucht.

Die Diskussion über die Vorteile eines Systems, das auf der Gleichheit der mittleren Geschwindigkeit aller Taktgeneratoren (voll synchron) beruht und eines Systems, das zur engsten erreichbaren Verknüpfung gelangt, aber auch bei Unvollständigkeit dieser Verknüpfungen weiter funktioniert, (quasisynchron) ist noch nicht abgeschlossen. Dieser zweite Lösungsweg läßt als Folge der Geschwindigkeitsdifferenzen gewisse kleinere Verstümmelungen der Information im Durchgang in einer noch zu beschreibenden Weise zu.

Taktrichtung

Bevor diese beiden Formen (voll synchron und quasisynchron) im einzelnen untersucht werden, sollen die Fragen der Phasenänderung und des Jitters, auf die unter b) im Abschn. 3.3.4. hingewiesen wurde, untersucht werden. Sie sind bei beiden Formen ähnlich. Versuche wurden mit verschiedenen,aber im wesentlichen ähnlichen Lösungen durchgeführt.

Bild 14a zeigt das Prinzip eines für die Paralleldurchschaltung entwickelten Taktrichters. Die Entschachtelung findet mit einer Taktgeschwindigkeit statt, die vom ankommenden Bitfluß

abgeleitet ist und ihm genau folgt (d.h. gesteuert durch den Phasenüberwacher, Bild 14a); die resultierenden Kanalworte werden auf einen von zwei oder drei Taktrichtungsspeichern je Leitung übertragen (im Bild 14a als Stufen eines Leitungswählers dargestellt). Ob es zwei oder drei Speicher gibt, ist abhängig davon, ob der Speicher "seriell" durch den Leitungsbitfluß gefüllt wird oder ob die Worte anfänglich in der Leitungsschaltung (z.B. in einer Schiebekette) gespeichert und parallel übertragen werden.

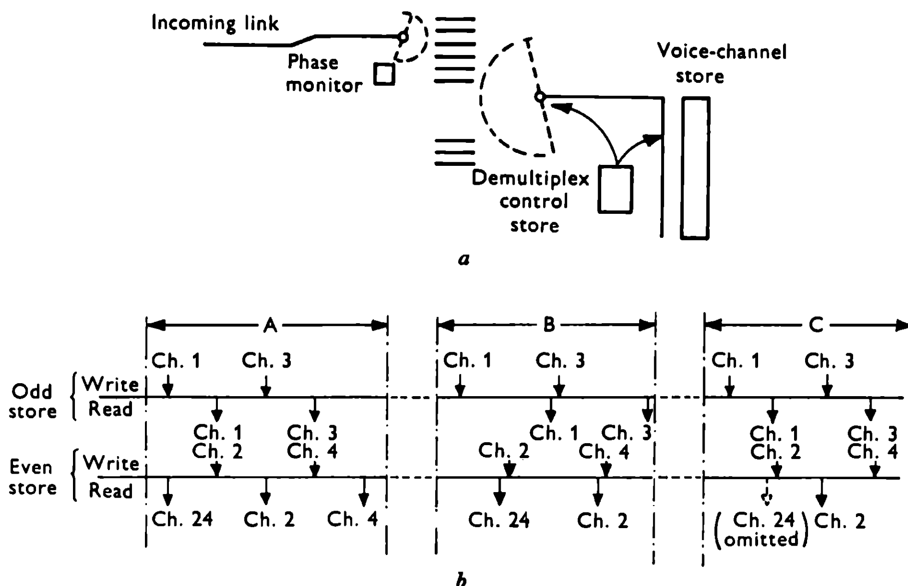


Bild 14. Taktrichtung (Retiming)

a) Prinzip der Taktrichtung für Paralleldurchschaltung

b) Arbeitsweise der Taktrichtung und Einführung eines Schlupfes

Incoming link	Kommende Verbindungsleitung
Phase monitor	Phasenüberwacher
Demultiplex control store	Demultiplex-Steuerspeicher
Voice-channel store	Sprachkanalspeicher
Odd store	Ungerade Speicher
Even store	Gerade Speicher
Write	Schreiben (Einschreiben des Speicherinhaltes)
Read	Lesen
Ch, Channel	Kanal
omitted	ausgelassen

Die letztgenannte Form ist etwas leichter zu behandeln, obwohl jede der beiden Anordnungen gleich wirksam ist.

Die im Taktrichtungsspeicher gespeicherten Worte werden nun (parallel) in den Sprachkanalspeicher ausgelesen; dieser Vorgang wird durch den Entschachtelungskontrollspeicher unter Kontrolle des örtlichen Taktgenerators durchgeführt. Bild 14b zeigt den zeitlichen Ablauf dieses Vorgangs; man erkennt, daß zu Beginn der angegebenen Periode (Situation A) das Auslesen ungefähr eine Wortlänge (etwa 5 µs) nach dem Einschreiben erfolgt. Ferner wird eine Situation B gezeigt, in der dieser Wert wegen des Voreilens des ankommenden Taktes auf einen kleinen Bruchteil eines Wortes gegenüber dem abgehenden Takt zusammengeschrumpft und eine erfolgreiche Übertragung gefährdet ist. Dieser Zustand kann leicht festgestellt werden, denn dann "schlüpft" die Entschachtelungseinrichtung durch Übergang zu dem Muster, wie es in Stufe C gezeigt ist. Das Auslesen erfolgt nun wieder eine Wortlänge nach dem Einschreiben; aber während des Schlupfvorgangs ist ein Wort vollständig weggelassen worden. In ähnlicher Weise wird, wenn der ankommende Takt dem abgehenden Takt nacheilt, ein Wort zweimal gelesen, aber bei zerstörendem Auslesen bedeutet dies beim zweiten Auslesen eine Lücke.

In einer Schachtelungsstruktur, in der ein Kanal einem Synchronisationswort zugeordnet ist, läßt sich so einrichten, daß der Schlupf bei diesem Wort eintritt und in dieser Stufe keine Teilnehmerinformation verlorengeht.

Die Entschachtelungssteuerung ist so eingerichtet, daß sie die Gesamtheit der Schachtelungsstruktur aufrechterhält, wenn ein Schlupf eintritt; d. h., wenn ein Wort weggelassen und an dessen Stelle das nachfolgende Wort übertragen wird, wird der Steuerzähler um einen zusätzlichen Schritt vorgestellt und das eine Wort in seine richtige Stelle übertragen. Das Ergebnis kann dann die richtige Übertragung aller Worte in den Sprachspeicher sein; wenn aber ein Schlupf auftritt, werden alle Worte, die zu Kanälen der fraglichen Leitung gehören, 5 µs eher übertragen. In ähnlicher Weise wird der Steuerzähler einen Schritt angehalten, wenn ein Wort zweimal gelesen wurde.

Bild 15 zeigt einen Taktrichter (retimer oder aligner) für die Seriendurchschaltungsform. In diesem werden die ankommenden Bits einem statischen Speicher übergeben, der ein Wort lang sein kann, wenn nötig, aber auch länger.

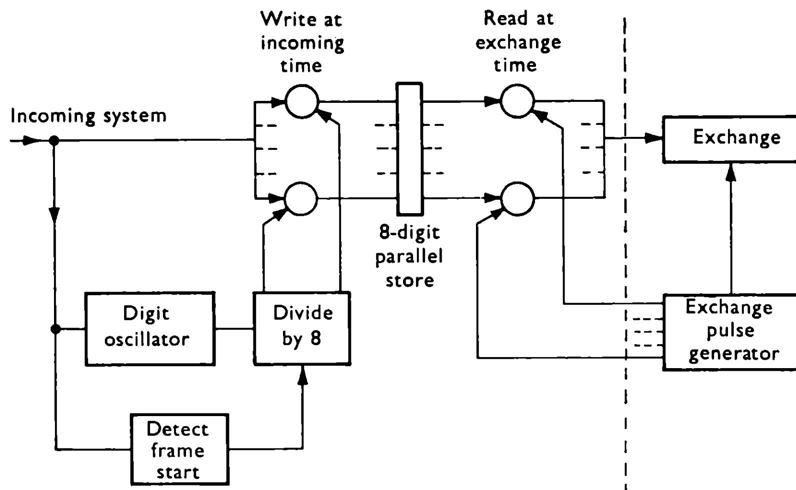


Bild 15. Taktrichter für serielle Durchschaltung

Incoming system	Ankommendes System
Digit-oscillator	Binärimpulsgenerator
Divide by 8	Teiler 1 : 8
Detect frame start	Rahmenbeginnfeststellung
Write at incoming time	Schreiben im ankommenden Takt
8-digit parallel store	8-bit-Parallelspeicher
Read at exchange time	Lesen im Takt der Zentrale
Exchange	Vermittlungszentrale
Exchange pulse generator	Taktgenerator der Zentrale

Durch Auslesen aus diesem Speicher zu einer Phase, die normalerweise eine halbe Speicherlänge nach dem Einschreiben liegt, werden die Bits dann zur Vermittlung übertragen. Die Übergabe an die Vermittlung ist von Abweichungen im ankommenden Bitfluß unabhängig, und es wird keine Verstümmelung entstehen, vorausgesetzt, daß die maximale Abweichung wesentlich kleiner ist als die halbe Speicherlänge.

Dieser Grad der Taktrichtung und das Vorsehen eines entsprechenden Schlupfes (backlash) kann als Grundform des Lö-

sungsweges betrachtet werden. Unterschiede in der Einstellung entstehen jedoch in bezug auf das Problem der ständigen Taktabweichung, auf die unter a) im Abschn. 3.3.4. hingewiesen wurde.

Vollsynchroner Lösungsweg

Wenn ein Taktrichter des im Bild 15 gezeigten Typs auf den Fall der identischen oder voll verknüpften Taktgeneratoren angewendet wird, ist es möglich, die ankommenden und abgehenden Leitungen durch eine Vermittlung (Bild 3) zu verbinden. Die Verbinder enthalten veränderliche Verzögerungsleitungen, deren Aufgabe es ist, ein Wort von einer ankommenden Leitung zum Zeitpunkt T_x anzunehmen und zum Zeitpunkt T_y an die richtige abgehende Leitung abzugeben. Ein Verfahren, bei dem ein großer Teil des Verkehrs ohne Verzögerung oder durch kleine feste Verzögerungsleitungen, durch Wahl von T_y gleich T_x, untergebracht werden kann, wurde 1964 angegeben (Walker und Duerdoth).

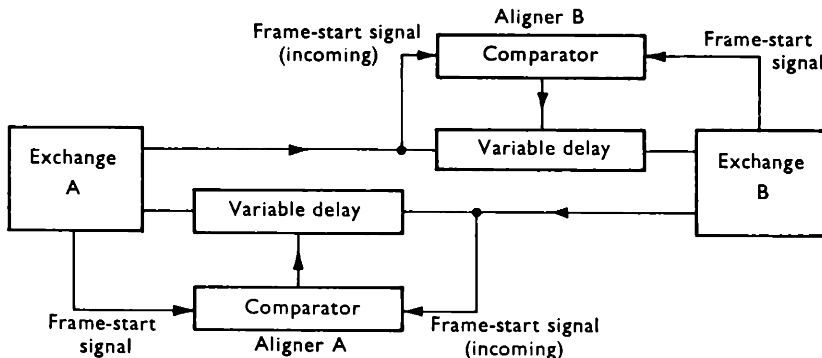


Bild 16. Kompensation der veränderlichen Laufzeit des Übertragungsweges

Exchange	Vermittlungszentrale
Frame start signal	Rahmenbeginnsignal
Variable delay	Veränderliche Verzögerung
Comparator	Komparator, Vergleicher
Aligner	Taktrichter
incoming	ankommend

Hier sollte darauf hingewiesen werden, daß dieser Lösungsweg nicht nur von der Aufrechterhaltung eines synchronisierten Taktes an allen Endstellen und eines Taktrichters zur Beseitigung der Übertragungsphasenänderung, sondern auch von der Beibehaltung einer vorbestimmten Rahmenphasenlage abhängt; d.h., die Zeitlage, zu der der n-te Kanal einer Leitung an die Vermittlung gegeben wird, muß für alle Leitungen die gleiche sein. Um dies zu sichern, muß die Sendeseite ihren Rahmen mit dem der ankommenden Richtung oder mit irgendeinem anderen "System-" Verfahren der Rahmenzeichnung in Verbindung bringen, und es müssen Verzögerungseinheiten in jeder Leitung zur Kompensation der Ausbreitungsverzögerung der verwendeten Leitung eingeschaltet werden. Solche Verzögerungseinheiten sind im Bild 16 gezeigt.

Quasisynchroner Lösungsweg

Wenn die obigen Maßstäbe für vollständige Synchronisation verwirklicht werden können, besteht keine Notwendigkeit, die ankommende Information zu speichern, ausgenommen insoweit, als es für Taktrichtungszwecke (retiming oder aligning) (ein oder zwei Worte) benötigt wird.

Die quasisynchrone Lösung enthält die Speicherung eines vollständigen Rahmens am Eingang einer Vermittlung, d.h. ein Wort je Kanal. Wenn dies einmal erfolgt ist, wird es möglich, Drift in der Phase der Zulieferung zu diesem Eingang zuzulassen, vorausgesetzt, daß man eine gelegentliche Verstümmelung der Nachricht hinnimmt.

Wenn man Bild 14 genauer betrachtet, sieht man, daß die Worte im Sprachspeicher durch das Amt nun in Intervallen von 24 x 5 = 120 µs ausgelesen werden. Die Taktsteuerungen sind jedoch so eingerichtet, daß das Einschreiben in den Sprachspeicher in einer Taktphase und das Auslesen in einer anderen erfolgt. Es wird dann einen Zeitpunkt geben (letztlich jeder 24. Schlupf im Taktrichter), in dem ein Wort in den Sprachspeicher gerade nach dem - statt bevor - es gelesen wird, eingeschrieben wird. Nur dann gibt es eine Verstümmelung der Teilnehmernachricht.

Es sollte besonders erwähnt werden, daß die Wiederzusammenfügung aller abgehenden Schachtelungen vollständig richtig erfolgt, und daß im Endergebnis gelegentlich ein Wort weggelassen oder ein Scheinwort eingefügt wird, um die eintreffende Nachricht, die etwas schneller oder langsamer ist, an den normalen Fluß anzupassen.

Man hofft, eine Taktübereinstimmung von wenigstens von 1 zu 10^6 zu erreichen. Dies bedeutet für einen Sprachkanal die Verstümmelung eines Abtastwertes einmal in 125 s bei 8 kHz Abtastfrequenz. Ein um eine Größenordnung besserer Wert als dieser kann durchaus leicht erreichbar sein (z.B. einmal in 21 min für 10^{-7} Taktübereinstimmung oder 3,47 h für 10^{-8}); in jedem Fall ist aber das sich ergebende Geräusch vernachlässigbar; für andere Arten von Nachrichten (s. Abschn. 4.2. über Datenverarbeitung) braucht das nicht zu gelten.

Nach Bild 14a benötigt eine wirtschaftliche Anordnung zur Durchführung dieser Taktrichtung einen für mehrere Leitungen (sechs oder acht) gemeinsamen Taktrichtungsspeicher mit Entschachtelung für alle diese Leitungen, gesteuert von einem gemeinsamen Entschachtelungssteuerspeicher. Die Anordnung im Bild 14a in Verbindung mit der im Bild 11 ergibt deshalb eine Grundvermittlung, die zwischen 100 und 200 Leitungen verarbeiten kann.

3.3.5. Anschluß von Teilnehmern und das Konzentratorproblem

Bisher war der Überblick auf die Tandemvermittlungsfunktion beschränkt. Viele neuere Arbeiten über die elektronische Vermittlung enthalten die Idee, daß ein Teilnehmer- oder Endamt folgerichtig aus einem Tandemabschnitt, der mit einer Anzahl von Teilnehmerleitungskonzentratoren zusammenarbeitet, aufzubauen ist. Dies ist im Zusammenhang mit PCM-Vermittlung ein besonders attraktives Konzept.

Bild 17 zeigt die Funktionsskizze einer entsprechenden Anordnung. Im Mittelpunkt der Vermittlungszentrale befindet sich eine Tandemvermittlung, die die PCM-Multiplexleitungen verbindet. Viele dieser Leitungen sind jedoch nicht Durchgangsverbindungen, sondern der Eingang oder Ausgang von "Codecs" (d. h.

Codern und Decodern), die Ortsteilnehmer über Konzentratoren bedienen. Diese Konzentratoren können sich innerhalb des Amtes oder an anderer Stelle befinden. Abgesehen von unvermeidlichen

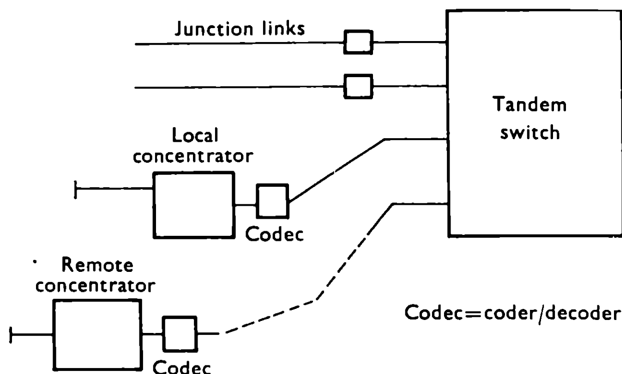


Bild 17. Funktionsskizze einer Ortszentrale als Tandemvermittlung mit Konzentratoren

Junction links	Verbindungsleitungen (zu anderen Zentralen)
Local concentrator	am Ort (der Zentrale) befindlicher Konzentrator
Remote concentrator	abgesetzter Konzentrator
Codec	Codec, Coder und Decoder
Tandem switch	Tandemvermittlung

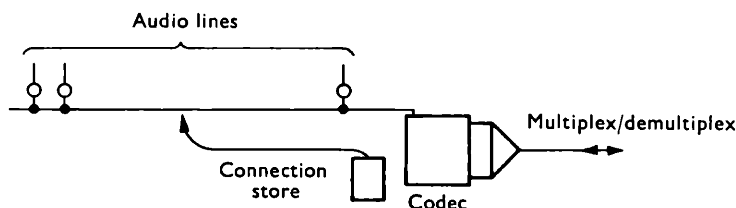


Bild 18. Skizze eines PCM/PAM-Konzentrators

Audio lines	Niederfrequenzleitungen
Connection store	Verbindungsspeicher
Codec	Codec Coder und Decoder
Multiplex /demultiplex	Schachtelung und Entschachtelung

Unterschieden in der Signalisierung und Steuerung gibt es keinen grundsätzlichen Unterschied zwischen den beiden Fällen und die Verarbeitung der Sprachinformation ist in beiden die gleiche. Die Gültigkeit dieses Vorgangs ist nicht grundlegend vom Typ des verwendeten Konzentrators abhängig, aber das Zeitschachtelungsprinzip, nach dem die zugeordneten PCM-Leitungen arbeiten, läßt die Attraktivität der Zeitschachtelung (PAM) als die Vermittlungsform für den Konzentrator stark anwachsen.

Bild 18 zeigt den Entwurf eines solchen Konzentrators. Ein PCM-Coder, verbunden mit einer Multiplexleitung, muß seine Funktion durch zyklische Entnahme eines Amplitudenabtastwertes von jedem Kanal ausführen. In gleicher Weise muß der Decoder einen Amplitudenabtastwert liefern. Im Übertragungsfall ist diese Abtastung normalerweise auf die Kanäle (etwa 24) beschränkt, die an eine gegebene Leitung angeschaltet sind. Wenn die Abtastwerte jedoch durch einen Zeitschachtelungsverbindungsspeicher zu 24 von etwa 200 Teilnehmerleitungen in Verbindung gebracht werden, ist aus dieser PCM-Zeitschachtelungsabtastfunktion, die die unabdingbare Voraussetzung für eine PCM-Zeitschachtelungsstruktur ist, eine Ortskonzentratorvermittlung geschaffen worden.

Man beachte jedoch, daß der Konzentratorentwurf allein von der Wirtschaftlichkeit der Konzentratorentwicklung und Konstruktion bestimmt werden sollte. In Hinsicht auf die Leistungsvorteile eines PCM-Vermittlungsnetzes ist die tatsächliche Vermittlungsart im Konzentrator von untergeordneter Bedeutung.

3.3.6. Weiter unterteilte Schachtelung (Submultiplex) und Datenvermittlung

Bevor dieser kurze Überblick über Vermittlungsprinzipien abgeschlossen wird, soll kurz auf die Möglichkeit eines parallel vermittelnden Netzes oder von Netzen für Daten eingegangen werden. Die PCM-Datenintegration wird ausführlicher im Abschn. 4.2. behandelt.

Bild 19 zeigt für einen Sprachkanal in einer Leitung, wie die entschachtelten Worte, anstatt zum Sprachspeicher übertragen zu werden, zu einer weiteren Stufe der Entschachtelung geleitet werden, um eine Anzahl von mittelschnellen oder lang-

samen Datenkanälen oder eine Kombination der beiden zu schaffen. Die ankommende Information wird zuerst zu einem Datenspeicher übertragen, dann wird sie in der gleichen Weise wie die Sprachinformation durch die Zentrale transportiert, um

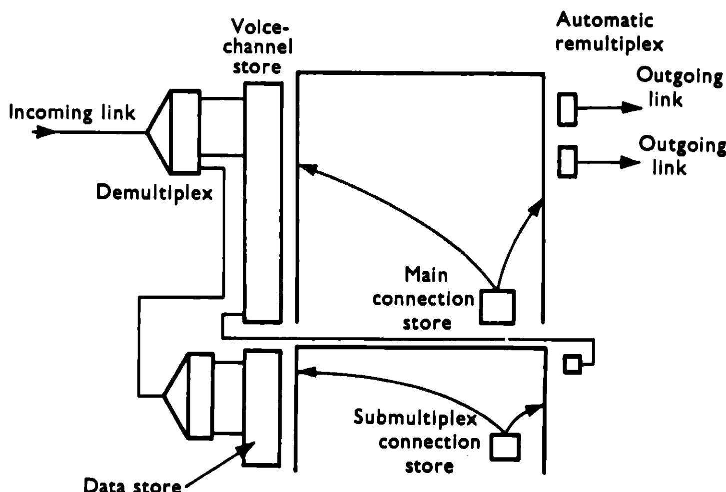


Bild 19. Submultiplex und Datenvermittlung

Submultiplexing	Weiter unterteilte Schachtelung
Incoming link	Ankommende Verbindung
Demultiplex	Demultiplex, Entschachtelung
Data store	Datenspeicher
Voice-channel store	Sprachkanalspeicher
Main connection store	Hauptverbindungsspeicher
Submultiplex connection store	Submultiplexverbindungsspeicher
Automatic remultiplex	Automatische Rückschachtelung

am anderen Ende in der entsprechenden Lage in den abgehenden Multiplexleitungen wieder zusammengefaßt zu werden. Im Bild 19 sind die wieder zusammengefaßten Worte in einen freien ankommenden Sprachkanalspeicher übertragen dargestellt; diese Anordnung gibt beträchtliche Bewegungsfreiheit für die Taktung.

Der einzige größere Unterschied zwischen den Vermittlungsvorgängen für Sprache und Daten ist, daß die externe Information in den meisten untersuchten Systemen in Worten verarbeitet wird, während Daten in Bits verarbeitet werden. Die Bits werden am anderen Ende der Datenvermittlung wieder zu dem

Sprachkanalwort zusammengefaßt und zur abgehenden Leitung übertragen. Diese Übertragung kann aus Gründen der Einfachheit und Flexibilität über die Sprachvermittlung erfolgen.

3.3.7. Hauptvorteile der PCM-Vermittlung

Die übertragungstechnischen Vorteile eines PCM-Vermittlungsnetzes werden im Abschn. 5.1.2. behandelt. Hier sollen die der PCM-Vermittlung innewohnenden Vorteile nur kurz zusammengefaßt werden.

a) Vor Jahren schien die zeitgeschachtelte Vermittlung für Sprachverarbeitung wegen ihrer sehr effektiven Verwendung einer begrenzten Anzahl von Kreuzungspunkten attraktiv. Als sie in der PAM-Form angewendet wurde, traten Schwierigkeiten durch Übersprechen, Mangel an Einheitlichkeit in der Gesamtnetzdämpfung usw. auf, wodurch ihre Anwendung erschwert wurde. Die Notwendigkeit, relativ aufwendige Leitungs-"Modems" (d.h. Modulatoren und Demodulatoren) mit hohen Filterkosten einzusetzen, stellten die Wirtschaftlichkeit in Frage. Diese Schwierigkeiten verschwinden jedoch vollkommen, wenn die übertragene Information rein digital ist, wie bei PCM.

b) Frequenzgeschachtelte Übertragung umfaßt Schachtelung und Entschachtelung als Funktionen, die nicht leicht in beliebiger Weise mit der Vermittlung, weder nach dem Zeitteilungs- noch Raumteilungsprinzip, kombiniert werden können. Bei PCM-Zeitschachtelungsübertragung und Vermittlung sind diese Schachtelungsfunktionen so eng mit der Vermittlung verknüpft, daß es unmöglich ist, Grenzen anzugeben.

c) Eine PCM-Vermittlungsstufe kann die Signalisierungs- und Steuerinformation ebenso gut wie Sprach- und Dateninformation verarbeiten. Dies bedeutet, daß man die Steuerschaltung der Vermittlungszentrale direkt mit der Vermittlungsstufe verbinden und somit Informationen direkt mit entfernten Vermittlungsstufen (d.h. die Signalisierungsfunktion) oder mit anderen Teilen ihrer eigenen Vermittlungsstufe wie Ortsverbindern (d.h. die Steuerungsfunktion) austauschen kann.

3.3.8. Signalisierung und Überwachung

Ein integriertes Übertragungs/Vermittlungs-System mit PCM kann einen großen Umfang von Signalisierungs- und Überwachungstechnik bereitstellen. Erstens kann die konventionelle Sprachfrequenzsignalisierung, wenn erforderlich, verwendet werden. Zweitens kann das Äquivalent zu einer Außerbandsignalisierung durch Hinzufügen eines Signalisierungsbits zu jedem Wort geschaffen werden. Dies gibt bei einem geringen Anwachsen der Bandbreite eine Möglichkeit zur vielseitigen und schnellen Signalisierung. Jedoch verbleiben die Kosten für Überwachung und Darstellung bei jedem einzelnen Kanal. Deswegen wurde der Verwendung einer Gemeinschaftskanalsignalisierung (Befehlsdraht) viel Aufmerksamkeit geschenkt.

Das bereits beschriebene (und viel ausführlicher im Abschn. 4.2. untersuchte) Submultiplexverfahren liefert einen Kanal entsprechender Geschwindigkeit viel billiger, und außerdem ist dieses Verfahren mit der Anwendung einer modernen zentralen elektronischen Steuerung der Vermittlungsfunktion kompatibel. Die gegenwärtigen CCITT-Studien über das Typ-6-Signalisierungssystem (CCITT, 1964 b) stimmen mit diesem Verfahren überein.

Es gibt daher gewichtige Gründe dafür, daß eine solche Befehlsdrahttechnik die Hauptarbeitsgrundlage in einem voll integrierten System werden wird; in diesem Fall würden Inband-(Sprachfrequenz) oder Semiinbandverfahren ihren Platz während der Übergangsperiode hauptsächlich in Verbindung mit solchen Problemen, wie Zusammenarbeit mit traditionellen Systemen, finden. Diese Übergangsperiode jedoch wird wahrscheinlich sehr viele Jahre dauern.

3.4. Grundlegende Vor- und Nachteile von PCM

Die hauptsächlichsten Grundlagen der PCM sind in den Abschnitten 3.1., 3.2. und 3.3. behandelt worden, und es ist zweckmäßig, hier kurz die Hauptunterschiede zwischen PCM und Frequenzschachtelung (oder anderen analogen Systemen) aufzuführen.

Diese Vorteile werden das gegenwärtig starke Interesse an PCM rechtfertigen. Einige dieser Punkte werden in späteren Abschnitten ausführlich diskutiert.

Die Hauptunterschiede sind kurz folgende:

a) Bei PCM ist die Gesamtübertragung weitgehend unbeeinflußt durch normale Fluktuationen im Übertragungsmedium, vorausgesetzt, daß die Übertragungsverschlechterungen an keiner Stelle gewisse Grenzen überschreiten. Ein angemessener Dimensionierungsgrenzwert, der dies gewährleistet, kann technisch sehr ökonomisch realisiert werden. Diese erwünschte Eigenschaft eines Übertragungssystems wird manchmal "Robustheit" genannt

b) Die Robustheit von PCM gegenüber Frequenzschachtelung ist eine sehr nützliche Eigenschaft, wenn mehrere Übertragungssysteme gleichen Streckenführungen folgen müssen oder an einer Endstelle zusammentreffen. Diese Robustheit gestattet außergewöhnlich gute Frequenzausnutzung bei PCM, die die grundsätzlich größere erforderliche Bandbreite wettmacht. Zieht man den Bedarf für zusätzliche Impulse für Signalisierung und Synchronisation im Fall der PCM und für freie Frequenzbänder zum Erleichtern der Ausfilterung oder Hinzufügen von Kanälen an Verzweigungspunkten in frequenzgeschachtelten Systemen in Betracht, so ist das Verhältnis der je Kanal erforderlichen Bandbreite zwischen den beiden Systemen rd. 9 : 1

c) PCM kann hohe Pegel von Leitungsgeräusch oder Nebensprechen bzw. beides vertragen. Wie im Abschn. 3.5. gezeigt, ist ein minimales Signal/Rausch-Verhältnis (d.h. Signalspitzenleistung zu effektiver Geräuschleistung) von 14 dB für binäre Übertragung (20 dB für ternäre) für Sprache ausreichend. Dies kann mit einem typischen minimalen Verstärkerabschnittswert für ein Trägerfrequenzsystem von etwa 60 bis 70 dB verglichen werden. Damit erfordert PCM viel weniger Signalleistung, obwohl die Geräuschleistung durch die größere Signalbandbreite erhöht ist

d) Während die Repeater der PCM relativ dicht aufeinanderfolgen (typisch 2000 yard ≙ 1800 m für 24-Kanal-Systeme auf entspulten NF-Kabeln), sind sie im Vergleich zu analogen Verstärkern auch relativ billig

e) Bei einer sehr verallgemeinerten Kostenangabe schneidet PCM gegenüber seinen Konkurrenten sehr günstig ab, wenn alle Gesichtspunkte einschließlich der Signalisierung betrachtet werden. Wenn der Bereich der Nahverkehrsanwendung die Stadtgebiete umfaßt, wo neue Kabel wegen der mit größeren Straßenaufbrüchen verbundenen Aufwendungen besonders teuer werden, wird das Kostenbild für PCM weit günstiger - unter diesen Bedingungen kann sich PCM bei sehr kurzen Entfernungen vorteilhafter erweisen. Die Trägerfrequenztechnik hält diesem Kostenvergleichsbild nicht stand, weil die relativ schlechten Kabeleinrichtungen (d.h. entspulte NF-Kabel) ein ungeeigneter Träger für die Anwendung der Trägerfrequenztechnik in großem Maßstab sind

f) Eine Übertragungseinrichtung, die wie PCM auf digitaler Arbeitsweise beruht, ist leichter für die Verarbeitung von digitalem Datenverkehr geeignet als eine auf analogen Prinzipien beruhende. Der erwartete Anstieg des Datenverkehrs, wie im Abschn. 5.3. vorausgesagt, der sogar bedeutender werden könnte, wenn eine billige digitale Übertragungsmöglichkeit gegeben ist, macht dies zu einem ganz wichtigen Gesichtspunkt

g) Für die zukünftigen Übertragungsmedien, wie optische Wellenleiter, kann sich ein digitales Übertragungsverfahren wie die PCM gut als das einzige praktikable System erweisen (s. Abschn. 3.2.2.)

h) Der Zeitschachtelungscharakter der PCM kann zur Kombination von Vermittlung und Übertragung in einem integrierten Netz führen. Die Schachtelungs- und Entschachtelungsfunktionen der Trägerfrequenztechnik eignen sich nicht zur Kombination, weder mit raumgeteilter noch mit zeitgeteilter Vermittlung

i) Im allgemeinen enthält eine für eine gegebene Anzahl von Kanälen vorgesehene PCM-Endeinrichtung beträchtlich mehr Bauelemente als ein entsprechendes Trägerfrequenzsystem.

Ein großer Teil davon besteht jedoch aus Widerständen, Kondensatoren und Halbleiterbauelementen, die im allgemeinen keine engen Toleranzen erfordern und die darüber hinaus schon in großen Mengen für Rechner und Datenverarbeitungsanlagen gefertigt werden; wohingegen Trägerfrequenzsysteme engtolerierte hochwertige Spulen, Kondensatoren und Quarze für die vielen Filter als auch große Mengen von relativ aufwendigen Breitbandübertragern erfordern. Paktisch sind deshalb heute die Unterschiede in den Gesamtkosten je Kanal gering. Mit der Entwicklung der Dünnfilmtechnik und der Technik der integrierten Schaltungen werden diese in viel größerem Umfang für digitale Schaltungen einsetzbar, und es kann erwartet werden, daß sich der Vorteil in den Gerätekosten ständig zu Gunsten der PCM entwickeln wird.

3.5. Leistungsmerkmale der PCM

Dieser Abschnitt behandelt einige besonders hervortretende Eigenschaften der PCM:

a) Die Beziehung zwischem dem Signal/Rausch-Verhältnis auf der Leitung und der Fehlerwahrscheinlichkeit des empfangenen Signals, wo die Bitfehlerrate eine ziemlich scharfe Funktion des Signal/Rausch-Verhältnisses ist. Bei Annahme eines symmetrischen binären Signals ist die Beziehung zwischen dem Signalspitzenleistungs/mittleres "weißes" Rauschleistungs-Verhältnis (in dB) zur Bitfehlerwahrscheinlichkeit in den ersten beiden Spalten der Tafel 1 dargestellt.

Für ein ternäres Signal, wie abwechselnde Zeichenumkehrung (a.m.i.), und wenn der Betrag des Geräusches fixiert ist, ist es nötig, die Signal/Rausch-Verhältnisse um 6 dB zu erhöhen. Für den praktischen Fall, bei dem das Geräusch hauptsächlich Nebensprechen ist, beträgt der Unterschied 4,5 dB (s.Abschn. 6.2.1.).

Für ein typisches PCM-System mit 8 kHz Abtastung und 8 bit/ Wort beträgt die Kanalbitfrequenz 64 kbit/s. Die dritte Spalte der Tafel 1 zeigt, wie häufig im Mittel in einem solchen System Fehler auftreten würden. Für eine befriedigende Sprache ist eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-6} oder besser annehmbar (ein Signal/Rausch-Verhältnis von etwa 14 dB), was etwa einen Fehler je Minute bedeutet. Praktische Repeater benötigen gewöhnlich etwa 2 dB mehr Abstand als diese theoretischen Werte.

Tafel 1
Beziehung zwischen dem Signalspitzenleistungs/mittleres "weißes" Rauschleistungs-Verhältnis zur Bitfehlerwahrscheinlichkeit

Signal/Rausch-Verhältnis (dB)	Bitfehlerwahrscheinlichkeit	Ungefähre Durchschnittszeit zwischen Fehlern bei einer Bitrate von 64 kbit/s
7,3	10^{-2}	1,56 ms
11,4	10^{-4}	156 ms
13,6	10^{-6}	15,6 s
15,0	10^{-8}	26 min
16,0	10^{-10}	43,4 h
17,0	10^{-12}	180 Tage

b) Der Vorgang der Quantisierung führt eine Verzerrung ein, die subjektiv als Geräusch wirkt. Dieses Quantisierungsgeräusch bestimmt das Nutzsignal/Rausch-Verhältnis in PCM-Systemen. Wenn (wie üblich) der gesendete Code der nächsten diskreten Stufe unmittelbar unterhalb dem tatsächlichen Abtastwert entspricht, so kann ein Fehler bis zum Maximalwert von knapp unter einer ganzen Stufe auftreten. Dieser Fehler wird praktisch auf das Maximum von einer halben Stufe dadurch verringert, daß der Empfänger einen gegebenen Code als die Darstellung einer Spannung in der Mitte zwischen dem tatsächlichen, ihm auf der Sendeseite entsprechenden Wert und der nächsten Stufe oberhalb dieses Wertes interpretiert.

Unter der Annahme, daß die Signalspannung im Vergleich zu einer einzelnen Stufe groß ist (oder genauer eine gleiche Wahrscheinlichkeitsdichte über der Stufenhöhe angenommen) und unter der Annahme einer linearen Übertragungskennlinie ist der

Effektivwert des eingeführten Fehlers das $1/(2\sqrt{3})$-fache der Höhe einer einzelnen Quantisierungsstufe (d. h. unabhängig von der Signalleistung). Damit wird das Verhältnis der Signalspannung Spitze zu Spitze zwischen den Begrenzungswerten zum Effektivwert der Geräuschspannung gleich $2 b^n \sqrt{3}$, für binäre Kodierung (10,8 + 6 n) dB. Ein Hörton liegt wenigstens 9 dB unter der Spitze-Spitze-Aussteuerung, und ein Sprachsignal mit mäßiger Spitzenbeschneidung liegt 14 bis 20 dB niedriger. Damit ist das wahre Nutzsignal Geräusch-Verhältnis von der Form (6n-k), wobei k entsprechend der Natur des Signals variiert und zwischen den ungefähren Grenzen $-2 \leq k \leq +9$ liegt. Damit muß für eine mäßig gute Sprache bei einer konstanten Lautstärke (etwa k = + 3) und für einen Zielwert des Nutzsignal/Rausch-Verhältnisses von 26 dB $n \geq 5$ (d. h. 32 Quantisierungsstufen) betragen, was mit der praktischen Erfahrung übereinstimmt.

Man sieht, daß sich das Nutzsignal/Rausch-Verhältnis für jedes zusätzliche Bit um 6 dB verbessert, vorausgesetzt natürlich, daß die Signalleistung hinreichend erhöht wird, um die erhöhte Rauschbandbreite zu berücksichtigen und ein Arbeiten oberhalb des Fehlerschwellwertes aufrechtzuerhalten.

Für den Fall einer nicht linearen Übertragungskennlinie (d. h. mit Kompandierung) ist der Effektivwert des Quantisierungsverzerrungsfehlers nicht mehr von der Signalleistung unabhängig. Die durch die Kompandierung erhaltene Verbesserung, die für die schwächsten Signale am größten ist, hängt von dem Grad der Kompression ab.

Für eine logarithmische Kompressionskennlinie der Form (Smith, 1957)

$$v/V = \log\left(1 + \frac{\mu e}{V}\right) / \log(1 + \mu),$$

wobei v die Ausgangsspannung, e die Eingangsspannung, so daß

$$0 \leq e \leq V,$$

und μ der Kompressionsfaktor ist, schwankt der Kompandierungsgewinn für schwache Signale von etwa 24 bis 30 dB für Werte von μ im Bereich von $100 \leq \mu \leq 1000$.

In einer anderen Betrachtungsart, kann man sagen, daß die Kompandierung gleichwertig der Hinzufügung von 4 oder 5 bit ist, die im nicht kompandierten Fall erforderlich wären, um den gleichen Fehlerwert zu erhalten.

Da die Quantisierungsverzerrung nur während des Sprechens auftritt, ist das Nutzsignal/Rausch-Verhältnis, der wichtige Parameter, nicht der absolute Pegel des Rauschens, der subjektiv während der Sprachpausen bei konventionellen Übertragungssystemen bestimmend ist. Allgemein ist die Übertragungsqualität bei Nutzsignal/Rausch-Verhältnissen größer 20 dB zufriedenstellend.

c) Als ein quantisierendes System ist PCM der Spitzenbegrenzung und Nullpunktsunterdrückung unterworfen. Das Ausmaß dieser Effekte hängt vom Aussteuerungsbereich ab. Wenn ein Sprecher mit im wesentlichen konstanter Lautstärke, wie sie von einem der gebräuchlichen Lautstärkemesser gemessen wird, spricht, schwankt die Momentanleistung für einen Teil der Zeit in einem beträchtlichen Bereich, etwa von 30 bis 40 dB. Darüber hinaus variiert die tatsächliche Lautstärke, wie gemessen wurde, selbst bei verschiedenen Sprechern und Bedingungen in weitem Maße. Zusammen ergibt sich ein gesamter Aussteuerungsbereich von etwa 60 dB. In einem analogen System ist der verarbeitbare Aussteuerbereich auf der einen Seite durch die Aussteuerungsgrenze (gewöhnlich nicht sehr scharf definiert), die bei Überschreitung die Signalspitzen des Lautsprechers verzerrt, und auf der anderen Seite durch den Rauschpegel, der die niedrigen Pegel (d. h. die Konsonanten) des leisen Sprechers überdeckt, bestimmt.

Diese beiden Effekte setzen im analogen System ziemlich weich ein. In einem quantisierendem System wie PCM ist es jedoch offensichtlich (s. Bild 4), daß jedes Signal, das den maximalen (positiven oder negativen) Quantisierungspegel überschreitet, als der Code dieses Pegels übertragen wird, unabhängig davon, wie groß das Signal auch sein mag, so daß die Wirkungen der Übersteuerung oder "Spitzenbegrenzung" extrem scharf sind.

Ähnlich gibt es, in Abhängigkeit von der genauen Lage der Mittellinie AB im Bild 4 relativ zu den angrenzenden Quanti-

sierungsstufen (in der allgemeinen Praxis wird es irgendwo zwischen zwei Stufen sein), eine gewisse minimale Signalspannung, unterhalb der keine Codeänderung erzeugt werden kann, und deshalb werden solche Signale gar nicht kodiert. Dieser Effekt, gewöhnlich "Mittenbeschneidung" genannt, wird zuerst bei den niederpegeligen Konsonanten des leisen Sprechers offenbar.

Beim Entwurf eines PCM-Systems ist es wichtig, zu wissen, für welchen Aussteuerungsbereich das System zu bemessen ist, die statistische Verteilung der Signalspannungen dieses Bereiches und das Ausmaß, bis zu dem die Verzerrungseffekte der beiden obigen Typen der Signalbeschneidung toleriert werden können, zu erkennen. Es ist offensichtlich, daß der nichtlineare Typ eines Quantisierers, wie im Bild 5 gezeigt, der viel kleinere Stufen in der Mitte seines Bereiches besitzt, für eine gegebene Gesamtstufenzahl und eine maximal zulässige Spannung weniger durch Mittenbeschneidungsverzerrungen beeinträchtigt wird.

Noch sind keine allgemeinen Standards für die Spitzen- und Mittenbeschneidung in Verbindung mit der subjektiven Qualität eines Systems mit einer Sprachaussteuerung bei konstanter Lautstärke angenommen worden. Jedoch führen die meisten Wege zu vergleichbaren Ergebnissen, die besagen, daß für Nahverkehrssysteme üblich gewordene Parameter (8 kHz Abtastung, 128 Stufen und ungefähr 25 dB Kompandierungsgewinn durch annähernd logarithmische Kompandierung) eine befriedigende Sprachqualität mit einem Signal/Rauschverhältnis von ungefähr 23 dB gegeben ist.

3.6. Andere Formen der digitalen Codierung zur Übertragung analoger Information

Es wurde bereits festgestellt, daß es in einem Vielkanal-PCM-System für jeden einzelnen Kanal eine Abtasteinrichtung, gefolgt von einem Quantisierer/Coder für alle Kanäle gemeinsam, gibt. Ein solcher Quantisierer führt seine Funktion bei jedem ihm angebotenen Impuls als eine direkte, in keiner Weise auf die Pegel der vorhergehenden Impulse des gleichen oder anderer

Kanäle bezogenen Operation aus. Wenn es annehmbar ist, jedem einzelnen Kanal einen individuellen Abtastwertspeicher zuzuordnen, ergibt sich unmittelbar die wichtige Möglichkeit, daß der Quantisierungs- und Codierungsprozeß jedes einzelnen Abtastwertes durch den vorhergehenden bestimmt werden kann; es muß dann nur angegeben werden, wie sich das Signal seit der letzten Abtastung geändert hat. Die einfachste Form einer solchen Digitalisierungsanordnung ist als Deltamodulation (oder Einzel-Bit-PCM) und eine höhere Form als log-Differential-PCM bekannt. Im wesentlichen ist letztere der normalen PCM mit Preemphasis äquivalent, obwohl man das Ergebnis durch unterschiedliche Einrichtungen erhält.

3.6.1. Deltamodulation (Deloraine und andere, 1946)

In diesem System wird nur einer der zwei Zustände nach jedem Abtastmoment, entweder als ein positiver oder negativer Einzelimpuls, der eine Grundeinheit der Größe darstellt, auf die Leitung übertragen. In jedem Abtastmoment wird die Abtastspannung mit einer zweiten, durch Integration aller vorher übertragenen Signale erhaltenen Spannung verglichen. Wenn

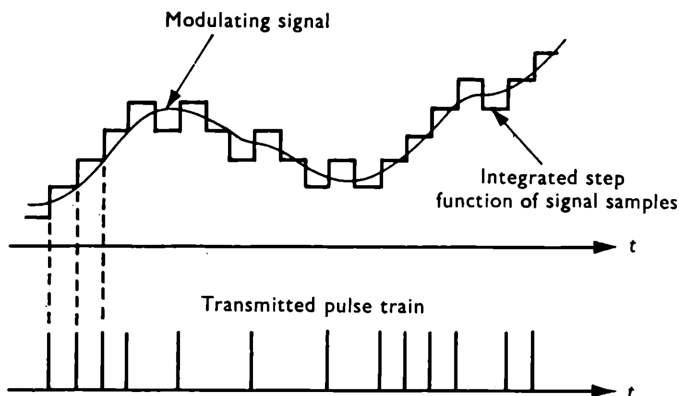


Bild 20. Deltamodulationssignal

Modulating signal	Modulierendes Signal
Integrated step function of signal samples	Integrierte Treppenfunktion der Signalabtastungen
Transmitted pulse train	Übertragene Impulsfolge

der Abtastwert größer als diese Summe ist, wird ein weiteres "Plus"-Signal übertragen, und wenn er kleiner ist, wird ein "Minus"-Signal gesendet. Die Sprache kann an der Empfangsendstelle durch Verwendung einer Integrationseinrichtung ähnlich der in der Sendeeinrichtung wieder hergestellt werden. Bild 20 zeigt typische Zeitverläufe für ein Deltamodulationssystem.

Die in einer bestimmten Zeit auf die Leitung gegebene Anzahl von Impulsen hängt von der Veränderung der Signalamplitude mit der Zeit ab. Somit erfordert beispielsweise die Sprache, die einerseits aus Signalen mit Spitzenamplituden und hauptsächlich niederfrequenten Sinusschwingungen mit einer oder zwei niedrigen Harmonischen (Vokale) und andererseits aus niederpegeligen Signalen mit hochfrequenten Komponenten (Konsonanten) besteht, weniger Bits je Zeit als ein Signal, bei dem die Spitzenamplitude zu einer hochfrequenten Sinusschwingung gehört. Damit ist Deltamodulation besonders für das Sprachspektrum und weniger für Signale mit einer mehr gleichförmigen Energie/Frequenz-Verteilung (z. B. Mehrfrequenzsignalisierung, trägerfrequente Sprachkanalgruppen usw.) geeignet; andererseits ist die Codierung uneffektiv, da sie nur zwei mögliche Ausgangspegel je Abtastwert vorsieht.

Die erzeugte Quantisierungsverzerrungsleistung eines solchen Systems ist eine Funktion der Größe der verwendeten Quantisierungsstufe und der Abtastfrequenz. Für einen Sprachkanal kann die Abtastfrequenz von 20 bis zu ungefähr 300 kHz betragen, entsprechend der geforderten Qualität der Schaltung.

Es ist offensichtlich, daß bei einem solchen System nicht infolge der absoluten Größe des Signals, sondern durch Änderungsgeschwindigkeit der Amplitude eine Übersteuerung eintreten wird. Das maximale sinusförmige Signal, das verarbeitet werden kann, wird deshalb 6 dB/Oktave abfallen. Da, wie schon festgestellt wurde, die Sprachleistung dazu neigt, sich mehr im Bereich unter 1 kHz zu konzentrieren, ist dies für die Sprachübertragung kein wirklicher Nachteil. Eine gleichförmigere Übersteuerungs/Frequenz-Charakteristik könnte natürlich durch Einfügung eines geeigneten Preemphasis-Netzwerkes vor der Quantisierungseinheit mit einem komplementären Netzwerk auf der Empfangsseite erreicht werden.

3.6.2. Log-Differential-PCM (Cutler, 1950)

Dieses System ist von der Deltamodulation logisch abgeleitet und kann wie sie eine unnötige Zahl von übertragenen Stufen für Sprache vermeiden. In der Quantisierungsstufe wird die Differenz zwischen dem neuen Abtastwert und der integrierten Summe aller vorhergehenden Übertragungen in derselben Weise wie bei normaler PCM, aber unter Verwendung einer vergleichsweise kleinen Anzahl von Stufen nach einem grob logarithmischen Gesetz der Verknüpfung aufeinanderfolgender Quantengrößen, wie schon im Bild 5 dargestellt, quantisiert. Die Abtastfrequenz für solche Systeme wird gewöhnlich nicht sehr verschieden von der für normale PCM sein, aber die Anzahl der erforderlichen Stufen (und damit die je Kanal erforderliche Übertragungsbandbreite) ist kleiner. Während eine Notwendigkeit für viel eingehendere subjektive Untersuchungen besteht, scheinen die bis jetzt erhaltenen Ergebnisse zu zeigen, daß ein geeignet dimensioniertes System mit nur 16 Stufen (ideal nur 4 bit je Abtastwert erfordernd) eine einem richtigen PCM-System mit 32 Stufen bei optimaler Sprachlautstärke und vielleicht 64 Stufen, wo die Lautstärke der begrenzende Faktor ist, nahezu ähnliche Gesamtqualität ergeben kann.

Wie die Deltamodulation besitzt das log-Differential-Verfahren den Nachteil, daß es mehr für Sprachspektren als für irgendwelche anderen geeignet ist. Damit ist das System zum Beispiel nicht ideal für Mehrfrequenzsignalisierung, obwohl es so scheint, als ob sich ergebende Intermodulationsterme toleriert werden können.

3.6.3. Anwendungen

Infolge des erhöhten, je Kanal erforderlichen Geräteaufwandes kann man mit großer Sicherheit sagen, daß Deltamodulationssysteme wahrscheinlich keine allgemeine Anwendung in kommerziellen Nachrichtennetzen finden werden, wohl aber auf militärischen und anderen Spezialgebieten. Die log-Differential-PCM muß noch genau ausgewertet werden. In einem integrierten digitalen Übertragungs- und Vermittlungssystem zum Beispiel wäre es denkbar, daß sich die Reduzierung der Zahl der erfor-

derlichen Bits, die von der Vermittlungseinrichtung zu verarbeiten sind, als ein wichtiger ökonomischer Faktor erweist, obwohl die Einsparung an Frequenzband auf dem Leitungssystem nicht von großer Bedeutung sein mag. Solch ein integriertes Netz der Zukunft würde vermutlich auch digitale Methoden für die Signalwege anwenden, so daß die log-Differential-PCM sich nur mit Sprachsignalen zu befassen hätte.

4. ERGÄNZENDE BETRACHTUNGEN

Außer der Möglichkeit einer wirtschaftlichen und hochwertigen Bearbeitung der Sprache, kann die Anwendung der PCM in großem Umfang den Einsatz einiger sehr attraktiver und wichtiger Dienstleistungen ermöglichen. Zwei dieser Möglichkeiten werden in diesem Abschnitt betrachtet.

Zuerst wird die einfach zu verwirklichende Geheimhaltung kurz eingeschätzt; danach werden die vielen technischen Gesichtspunkte bei der Übertragung von Daten in PCM-Netzen untersucht. Hierbei wird den Fragen der Systemgeschwindigkeit und der weiter unterteilten Schachtelung (submultiplexing im Abschn. 3.3.6. schon kurz erwähnt) besondere Beachtung geschenkt, schließlich werden einige typische praktische Anwendungen diskutiert. Aus dieser Übersicht muß der Schluß gezogen werden, daß noch sehr viele Arbeiten durchzuführen sind, bevor eine vollständige Einschätzung über die Datenintegration vorgenommen werden kann. Es scheint aber sicher, daß ihre Probleme und Möglichkeiten für die Zukunftsplanung der PCM sorgfältig in Betracht gezogen werden müssen. Diese Probleme müssen viel stärker beachtet werden als das Suchen von Wegen für die Anpassung eines neuen Netztyps an die Übertragung bestehender Klassen von digitalen Nachrichten in herkömmlicher Art und Weise. Man muß voraussehen, wie sich eine neue Generation von Endgeräten und eine neue Netzqualität mit beiderseitigem maximalem Vorteil entwickeln kann.

4.1. Verschlüsselung

Eine Zeitlang wurde allgemein angenommen, daß auf militärischem und diplomatischem Gebiet die digitale Codierung der Sprache ein sehr praktischer Weg für die Sicherung von Nachrichten gegen Abhören ist. Man war der Meinung, daß diese Methode für kommerzielle Nachrichten wenig Bedeutung hat; vor kurzem aber haben einige Autoren, (z. B. Pierce, 1964) diese Ansicht bezweifelt.

Da es gegenwärtig solche Sicherheitsmaßnahmen noch nicht gibt, ist es bei vielen Geschäftsbeziehungen notwendig, lange Reisen zu unternehmen, um direkten Kontakt aufzunehmen, anstatt das bequemere Telefon zu benutzen.

Es bestehen keine großen technischen Schwierigkeiten, um für eine Verbindung über ein PCM-Digital-System einen sehr hohen Grad von Sicherheit und Geheimhaltung vorzusehen. Bei der Einführung dieses Leistungsmerkmales müssen jedoch gewisse systemorganisatorische Merkmale darauf abgestimmt werden. Das wichtigste ist, daß die Methoden der Digitalverschlüsselung und die Codes ausschließlich für die beiden Partner oder für ihre besonderen "Familien" Gültigkeit haben. Aus diesem Grund muß die Codierung und Rückwandlung in Sprache in den Endgeräten vorgenommen werden, was der gesamten bisher beschriebenen PCM-Praxis widerspricht. Es bestehen jedoch keine Schwierigkeiten, die Funktionen für Codierung - Decodierung und Multiplexing - Demultiplexing zu trennen. Nach dieser Trennung können die digitalen Produkte der individuell codierten Leitungen und der Leitungen mit gemeinsamem Coder auf das selbe Übertragungsmedium geschaltet und ohne Einschränkung über die selben Kanäle geleitet werden.

Solch eine Sprachsicherung würde jedoch nur geringe Bedeutung haben, wenn sie nicht auch für Weitverkehrsverbindungen brauchbar wäre. Diese Verbindungen stellen jedoch ein schwieriges ökonomisches Problem dar, insbesondere bei Kurz- oder Mittelstreckenverbindungen infolge der auffallenderen Kostenproportionen bezüglich der Bandbreitenbeschneidung. Das macht jedoch die Einrichtung eines solchen Dienstes nicht undurchführbar. Es wäre durchaus vertretbar, solch ein Weitverkehrsmerkmal in einem für diese spezielle Forderung angemessenen Umfang mit einem etwas höheren Tarif als für andere Weitverkehrsmerkmale vorzusehen. Die Einführung eines begrenzten Spezialnetzes mit etwas erhöhten Raten könnte ein wichtiger Meilenstein für einen leichten Übergang eines Weitverkehrsnetzes auf digitale Übertragungsmethoden sein.

4.2. Bearbeitung von Daten

Eine Übertragung auf digitaler Basis mit Geschwindigkeiten von 50 bis 60 kbit/s je Sprachkanal bahnt den Weg zur äußerst bequemen und ökonomischen Verarbeitung von großen Datenmengen und zusammenhängenden Nachrichten (z. B. Text, Schwarzweiß-Faksimile usw.). Im Abschn. 5.1.5. wird quantitiv gezeigt, daß für die Zukunft ein bestimmtes Bedürfnis nach ganz beträchtlichen Mengen von solchen kommerziellen Digitalnachrichten Übertragungen vorauszusehen ist.

Solch eine Vereinigung von analogen und digitalen Nachrichten auf digitalen Übertragungsnetzen wurde schon im militärischen Nachrichtenwesen entwickelt; seine Durchführbarkeit und seine ökonomische Attraktivität haben sich erwiesen. Allerdings werden diese Netze die ständig anwachsenden großen Mengen digitaler Nachrichten bald nicht mehr verarbeiten können. Da eine effektive Partnerschaft zwischen militärischen und kommerziellen Netzen für beide Teile vorteilhaft ist, wäre es wünschenswert, eine minimale Standardisierung für solche digitalen Operationen auf kommerziellen Netzen zu erzielen.

Im folgenden wird versucht, die Kernprobleme der PCM-Datenintegration für die Perspektive darzulegen.

4.2.1. Arten der Datenanwendung

Die möglichen Forderungen an die Datenübertragung reichen von schnellem Austausch zwischen Rechnern mit Geschwindigkeiten um 1 Mbit/s bis herab zur Textübertragung mit Geschwindigkeiten, die mit der der Telegrafie vergleichbar sind. Diese Forderung an die Datenübertragung muß deshalb nicht als Datenübertragung über eine neue Art eines Sprachkanals betrachtet werden, sondern als die Anwendung der Zeitteilung (anstelle der bisher üblichen Frequenzteilung) auf dem Übertragungsmedium, um eine Reihe von digitalen Übertragungskanälen mit verschiedenen Geschwindigkeiten zu schaffen, einschließlich der für Sprache geeigneten Geschwindigkeit. Diese wird wahrscheinlich die wichtigste Kanalklasse, aber es sollte nicht die einzige sein.

Bild 21 zeigt, wie in einem Endamt eine Anzahl verschiedener Teilnehmertypen an die PCM-Übertragung angeschaltet werden könnte.

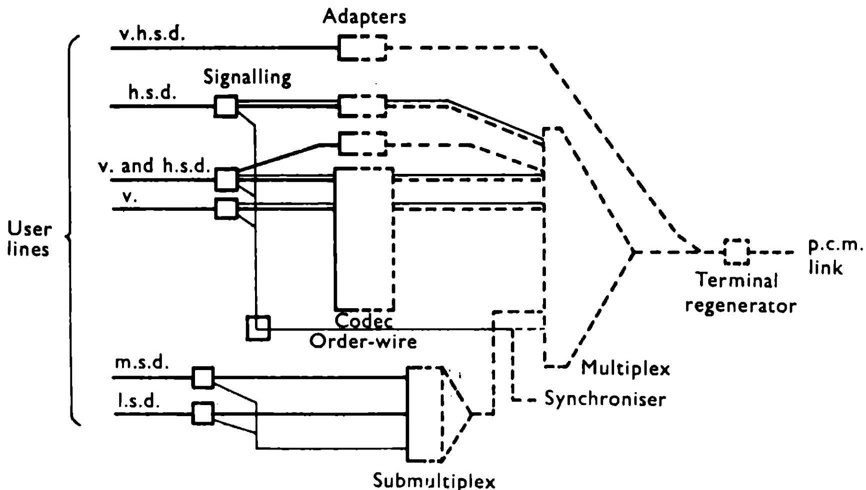


Bild 21. Endeinrichtungen für PCM-Datenintegration

Die durchgezogenen bzw. unterbrochenen Linien kennzeichnen annähernd die Teilung in analoge und digitale Nachrichtensignale. Dünne Linien beziehen sich auf Signalisierungswege.

User lines	Benutzerleitungen
v.h.s.d.	sehr schnelle Daten
h.s.d.	schnelle Daten
m.s.d.	mittelschnelle Daten
l.s.d.	langsame Daten
Signalling	Signalisierung
Adapters	Adapter
Codec	Codec (Coder-Decoder)
Order-wire	Befehlsdraht
Submultiplex	Submultiplex
Multiplex	Multiplex
Synchroniser	Synchronisierung
Terminal regenerator	Endstellen-Regenerator
p.c.m. link	PCM-Verbindungsleitung

4.2.2. Grundlegende Daten-System-Geschwindigkeiten

Wenn ein Netz mit den im Bild 21 gezeigten Merkmalen zu realisieren ist, machen es einfache arithmetische Überlegungen ökonomisch notwendig, für die Bit-Geschwindigkeiten der

Basiskanäle in unterschiedlichen Klassen eine einfache Beziehung zu entwickeln. Bevor man versucht, diesen Entwurf zu präzisieren, ist es nötig, auf die PCM-Sprachentwicklungen zurückzukommen. Obwohl zwischen verschiedenen Autoritäten durchaus keine völlige Übereinstimmung herrscht, wird das PCM-System, das als Standard für die Anwendung auf entspulten Niederfrequenzleitungen entsteht und von dem aus eine weitere Ausdehnung der PCM auf Nah- und Fernverkehrsnetze vorgenommen wird, vermutlich folgende Merkmale[1] aufweisen:

- Gesprächsabtastung mit 8 kHz
- ein Gesprächswort von 7 bit (128 Amplitudenstufen), ein achter bit für Signalisierung und Überwachung und für evtl. verteilte Synchronisation
- eine Multiplexstruktur mit Wortverschachtelung
- eine Leitungskapazität von 24 Zeitlagen mit 23 nutzbaren Sprachkanälen und einem Synchronisationskanal oder mit 24 Kanälen bei verteilter Synchronisation

Damit wird die Leitungs-Bit-Rate 8 x 8 x 24 kbit/s = 1.536 Mbit/s.

Das erste Merkmal für Datenbearbeitungen bezieht sich damit auf sehr schnelle Daten bis zu 1,536 Mbit/s. Solch ein Betrieb wird wahrscheinlich - wenigstens anfänglich - nicht realisiert werden, aber er könnte auf einer Privatleitung Anwendung finden. Das nächste Merkmal ist das des Sprachkanals, das eine schnelle Datenübertragung bis zu einer maximalen Rate von 56 kbit/s gestattet, wenn die gleiche Signalkapazität wie für Sprache beibehalten wird. Kleinere Raten wie 48,40 und 32 kbit/s können natürlich auch angewendet werden. Für kleinere Geschwindigkeiten kann eine weiter unterteilte Schachtelung vorgenommen werden, um aus dem 8-Bit-Wort des Sprachkanals Kanäle mit 8 kbit/s zu schaffen und dann durch einfache Zählung eine binäre Serie von 16 Kanälen mit 4 kbit/s oder 32 Kanälen mit 2 kbit/s usw. zu erhalten.

Obwohl spezielle Anwender fast alle Kanäle dieser Reihe beanspruchen könnten, wäre es sicher sehr unpraktisch und unwirtschaftlich, mehr als zwei oder drei dieser Geschwindigkeiten in öffentlichen Netzen zur Verfügung zu stellen. Bei der Ab-

[1] A.d.Ü.: In dem CCITT-Dokument AP IV/106-E vom 16.10.68 (COM XV-Nr. 184-E) wird durch Empfehlung G 711 auch auf PCM-Systeme mit 32 Zeitlagen orientiert.

leitung dieser langsamen Bitströme von einer Sprachkanal-Bitrate wird es einen Zeitpunkt geben, bei dem die Übertragungskosten für ein Bit so gering werden, daß eine weitere Reduzierung nicht mehr ökonomisch ist, da dann die Gewinne aus den Leitungskosten durch die tatsächlichen Zeitmultiplexkosten aufgewogen werden. Für die weitere Entwicklung dieses Entwurfs ist deshalb vorgesehen, daß 2000 und 500 bit/s als Grundlage für mittelschnelle und langsame Daten vorgesehen werden sollten, obwohl gerade diese Eigenschaft sich als wenig ökonomisch herausstellen könnte, wie im Abschn. 4.2.3. gezeigt wird.

4.2.3. Datenvermittlung und die Auswirkung auf Geschwindigkeiten

Wie bereits im Abschn. 3.3.4. erwähnt, wird das Problem der Vermittlung in einem integrierten Netz durch die Frage der Synchronisation der Vermittlungseinrichtungen beherrscht. Es werden sowohl synchrone als auch quasisynchrone Lösungen in Erwägung gezogen. Bild 22 zeigt das Wesentliche einer Durchgangs-Datenvermittlung mit quasisynchronem Betrieb für alle vier Dienste, d. h. Sprache, schnelle Daten, mittelschnelle Daten und langsame Daten. Nicht alle Zentralen eines Netzes werden unbedingt eine Datenvermittlung enthalten; andererseits könnten die Bit-Ströme einfach durchgeschaltet werden, damit längere Verbindungsleitungen zwischen bestehenden Vermittlungszentren oder längere Teilnehmerleitungen gebildet werden können.

Bei dieser Art eines quasisynchronen Systems ist vorgesehen, daß ein sehr großer Anteil der Daten die niedrige, durch Schlupf hervorgerufene Fehlerrate (s. Abschn. 3.3.4.) tolerieren kann, entweder indem sie akzeptiert wird oder durch eine selbständige Fehlerkorrektur (z. B. Blockwiderholung). Die durch Schlupf hervorgerufene Fehleranzahl (etwa 1 bit von 10^6 oder 10^7) ist wahrscheinlich geringer als die durch Geräusch und Interferenz hergerufene (etwa 1 bit von 10^5). Bei bestimmten Typen von Nachrichtensignalen können zum Beispiel Störungen der Rahmensynchronisation eine größere Auswirkung haben. In diesen Fällen, in denen kein Schlupf zulässig ist, muß die billige Übertragungsart ausgenutzt werden, um Redun-

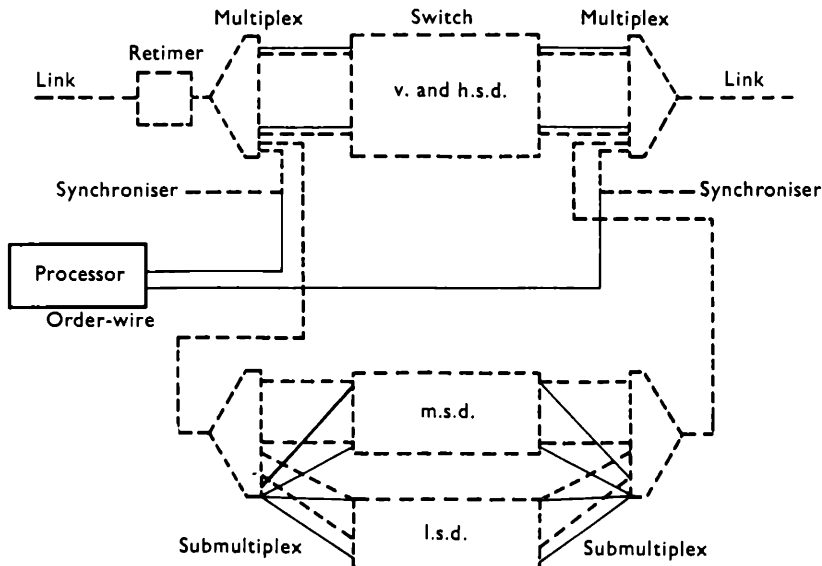


Bild 22. Allgemeine Anordnung einer Tandemvermittlung für alle Betriebsarten

Link	Verbindungsleitung
Retimer	Taktrichter
Multiplex	Multiplex
Switch	Vermittlung
v.and h.s.d.	sehr schnelle und schnelle Daten
Synchroniser	Synchronisierung
Processor	Verarbeitungseinrichtung
Order-wire	Befehlsdraht
m.s.d.	mittelschnelle Daten
l.s.d.	langsame Daten
Submultiplex	Submultiplex

danz zu schaffen (z. B. 3 : 1 oder 4 : 1), so daß jedes Nutz-Bit mehreren aufeinanderfolgenden Bits im Systemkanal entspricht.

Unter der Voraussetzung einer Gaußschen Fehlerverteilung würde solch eine umfangreiche Redundanz eine Fehlerrate von 1 zu 10^5 auf 6 zu 10^{10} transformieren. Das ist genauer als es die meisten Anwender wahrscheinlich benötigen werden. Damit müßten folgende zusätzliche Leistungsmerkmale für Daten vorgesehen werden:

- schnelle Daten — 3:1 Redundanz bei Geschwindigkeiten von etwa 16 k bit/s
- mittelschnelle Daten — 4:1 Redundanz bei Geschwindigkeiten von etwa 500 bit/s

- langsame Daten | verschiedene Redundanzen könnten für langsame Telegrafie bei 125, 100, 50 bit/s usw. vorgesehen werden. 75 bit/s sind auch möglich, aber die Redundanz ist dann nicht vollständig und die Bearbeitung demzufolge nicht so einfach

Es ist eine ziemlich feststehende Tatsache, daß die Bandbreitenkosten des 2 kbit/s-Systems so niedrig sein werden (außer vielleicht auf sehr langen Fernverbindungen), daß es keine ökonomische Rechtfertigung für die Schaffung eines 500 bit/s-Netzes gibt. Wenn man bei allen langsamen Daten das 2 kbit/s-Netz benutzen könnte, würde es bei der gesamten Endstellensynchronisation kein Problem geben. Bei Redundanzen von 10:1 oder mehr kann der Bit-Fluß als Träger angesehen werden, der asynchron getastet werden kann.

Es sollte auch berücksichtigt werden, daß es brauchbare Techniken für asynchronen Betrieb gibt, bei denen die Nutz-Bit-Geschwindigkeit kleiner ist als die System-Bit-Rate, jedoch nur um einen Betrag von etwa 10 %. Sie verwenden das sogenannte "Polstern" oder "Stopfen", um die Geschwindigkeitsunterschiede zu kompensieren und erfordern lediglich einen genügenden Spielraum zum Einfügen von Markierungs-Bits und bestimmte Intervalle zum Anzeigen der Größe des "Stopfens", d. h. der eingefügten Scheininformation, die am anderen Ende ausgeschieden werden muß.

Dieser spezielle Prozeß würde jedoch nicht gegen eine Verstümmelung durch Schlupf schützen, wenn die normale Sprachvermittlung verwendet wird. Es könnte zwar ein spezielles Leistungsmerkmal geschaffen werden, das jedoch aufwendig wäre, und die Trennung der Benutzungsarten würde dem ökonomischen Vorteil der Verkehrseinheitlichung widersprechen.

4.2.4. Signalisierung für Datensysteme

Je nach Bedarf gestattet der gegenwärtige Trend in der PCM-Technik wahrscheinlich eine Signalisierung je Sprachkanal außerhalb des Sprachbandes (1 bit je Wort) und die Ausnutzung eines gemeinsamen Signalisierungskanals. Bis auf Abweichungen bezüglich der Nummernübertragung (Numerierung) wird für Daten-

verbindungen, die über Sprachkanäle führen, am besten die gleiche Signalisierung wie bei Sprachverbindungen benutzt. Bei submultiplexen Daten ist die Situation etwas komplizierter; die durch Multiplexer erzeugten Bit-Ströme tendieren zum Isochronismus, und die Interpolation der ergänzenden Signalinformationen kann teuer werden. Der billigste Weg zu einem Äquivalent für das Extrabit des Sprachkanals ist die weitere Zeitvielfachunterteilung und das Ableiten einer Reihe von Strömen geringer Geschwindigkeit, wobei jeder mit einem betriebenen Datenkanal verbunden werden kann.

Am einfachsten erreicht man das vielleicht, indem man jedes 8-Bit-Wort als in 7 Datenkanäle geteilt betrachtet und indem man das 8. Bit in aufeinanderfolgenden Rahmen als Signalisierungskanal der Reihe nach für jeden Datenkanal verwendet. Zur Vereinfachung der Arithmetik sollte die Teilung durch 8 statt durch 7 empfohlen werden; das würde einen Signalisierungsgrundkanal von 250 bit/s für Daten mit 2 kbit/s und 62,5 bit/s für Daten mit 500 bit/s ergeben.

Am unteren Ende der Skala ist diese Geschwindigkeit gering und könnte gegen eine schnelle Signalisierung sprechen. Unter anderem ist es dieser Umstand, der die Signalisierung über einen Befehlsdraht oder einen Gemeinschaftskanal für ein gemischtes Netz dieser Art attraktiv macht. Das wesentlichste Ergebnis ist, daß in einem beliebigen Vermittlungssystem eine Kapazität für eine sehr schnelle Signalisierung durch Redundanz an Bandbreite Verschwendung ist, da sie während einer Verbindung nur kurze Zeit effektiv genutzt wird. Die Verwendung eines gemeinsamen Kanals, der Signale dann und nur dann überträgt, wenn es notwendig ist, bringt eine beachtliche Verbesserung der Kanaleffektivität, die zugestandenermaßen durch zusätzliche Verarbeitungskosten gewonnen wurde.

4.2.5. Entwurf eines möglichen typischen Systems

Es ist offensichtlich, daß die Applikation von Daten auf ein PCM-Netz nicht einfach eine Angelegenheit einer einzigen einheitlichen Übertragungsform ist, sondern die mehrerer Formen,

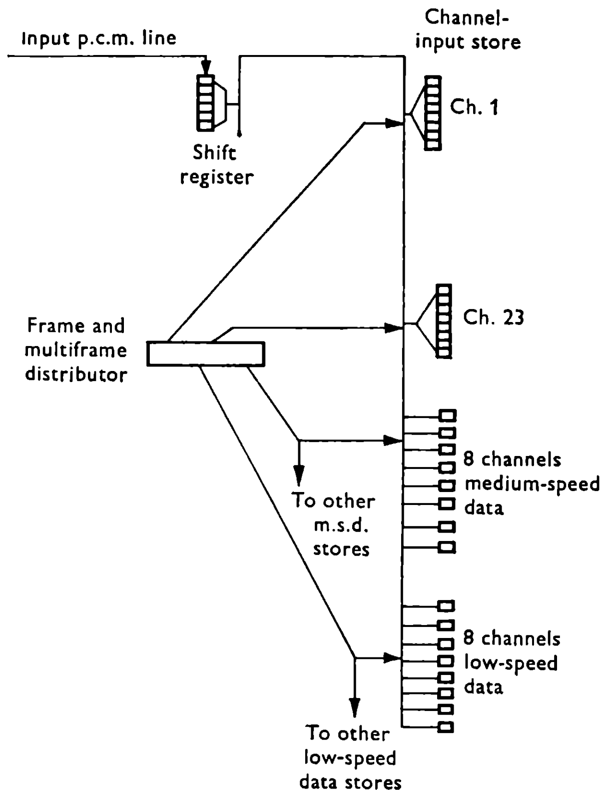


Bild 23. Prinzipielle Aufteilung des Rahmens bei einer typischen Multiplex- und Submultiplexstruktur

Input PCM-line	Eingang des PCM-Traktes
Channel input store	Kanal-Eingangsspeicher
Frame and multiframe distributor	Verteiler für Rahmen u.Vielfachrahmen
Ch 1 — Kanal 1	
Ch 2 — Kanal 2	
To other m.s.d. stores	Zu anderen Speichern für mittelschnelle Daten
To other low-speed data stores	Zu anderen Speichern für langsame Daten
8 channels medium-speed data	8 Kanäle für mittelschnelle Daten
8 channels low-speed data	8 Kanäle für langsame Daten

von denen jede für den jeweiligen Sachverhalt geeignet ist. Dieses Konzept eines integrierten Netzes für Sprache und Daten soll durch den Entwurf eines typischen Beispiels verdeutlicht werden. Bild 23 zeigt in sehr grob umrissener Form (d. h. unter Weglassen aller Hinweise auf Taktrichtung und Synchronisation) das wesentliche einer Multiplex- und Submultiplexstruktur, wobei einer der 24 PCM-Sprach-Kanäle zum Ableiten der mittleren und langsamen Datenkanäle sowie eines Synchronisationswortes verwendet wird. Bild 24 zeigt ein mögliches Submultiplexmuster, das aus einem Vielfachrahmen mit 16 Rahmen besteht. Nimmt man ein Wortmultiplex-PCM-System mit 8 bit je Wort und einer Abtastfrequenz von 8 kHz an, so er-

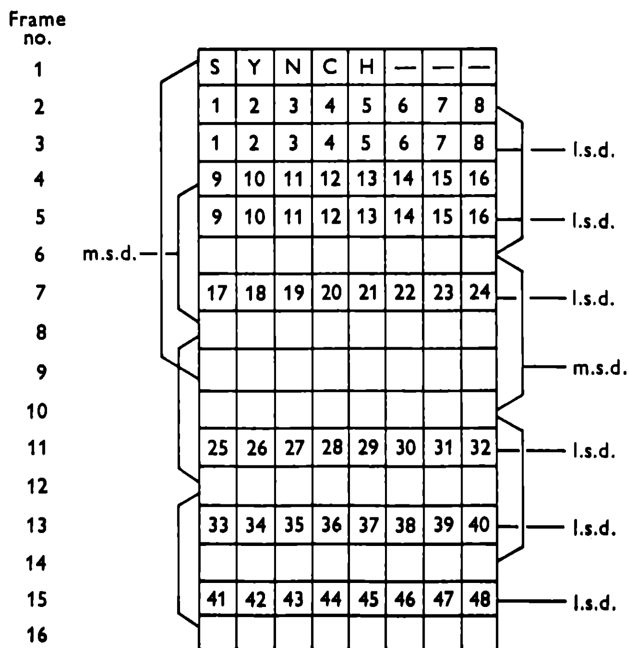


Bild 24. Vielfachrahmen

Frame no.	Rahmennummer
m.s.d.	mittelschnelle Daten
l.s.d.	langsame Daten

gibt sich:

a) 16 Kanäle für mittelschnelle Daten mit 2 kbit/s, wovon 2 zur Bereitstellung von 16 Signalkanälen mit je 250 bit/s zeitmultiplex unterteilt würden

b) 48 Kanäle für langsame Daten mit 500 bit/s, wovon 6 zur Bereitstellung von 48 Signalkanälen mit je 62,5 bit/s zeitmultiplex unterteilt würden

c) ein periodisches Synchronisationswort mit 1000 Worten/s

Es gibt eine Vielzahl solcher Varianten. Beispielsweise würde für den Fall, daß die im Abschn. 4.2.3. angedeutete zeitmultiplexe Unterteilung bis zu 500 bit/s nicht ökonomisch gerechtfertigt werden kann, ein Vielfachrahmen aus 32 Rahmen das gleiche Synchronisationswort und insgesamt 32 Kanäle mit 2 kbit/s für mittelschnelle Daten ergeben.

Einen typischen Netzaufbau zeigt Bild 25. Er setzt voraus, daß die Datenvermittlung sich auf die Hauptvermittlungszentren beschränkt und illustriert die Verwendung von Zeitmultiplexkanälen (Zeitvielfachunterteilung) im "Ausläufernetz", um erweiterte Teilnehmeranschlußleitungen zu erhalten. Es wird auch angenommen, daß die Datenvermittlungszentren ohne Rücksicht auf die Operationsform des Datenendgerätes 500 bit/s oder 2 kbit/s vermitteln werden.

Ein wichtiges Element bei der Organisation eines ausreichend umfassenden Systems sind einheitliche und dennoch bewegliche Methoden der Wahl über die Teilnehmeranschlußleitung. Für die langsamen Daten hat sich die Gleichstromtelegrafie durchgesetzt, wobei für bestimmte Formen Duplex-, jedoch meistens Halbduplex- oder vermittelter Simplexbetrieb bevorzugt wird. Während diese Formen weiter für die langsame Telegrafie verwendet werden können, machen die Anwendung unsymmetrischer Leitungen und Pegel hoher Leistung sie für größere Geschwindigkeiten ungeeignet und für zukünftige, langsame Maschinen werden geeignetere Übertragungsmethoden angestrebt. Berücksichtigt man, daß der Duplexbetrieb wünschenswert ist, daß es für die synchrone Übertragung in einem quasisynchronen digitalen Netz Taktprobleme geben wird, und daß die 2 Draht-Leitungen, wenn möglich, beibehalten werden sollten, dann sollte

da der gebräuchlichste Weg, den Takt von der übergeordneten Zentrale zur Endstelle zu bringen, ohne Rücksicht auf das Vorhandensein oder das Fehlen einer Nachricht im zurückfließenden Strom, wahrscheinlich die Anwendung der Diimpulsübertragung ist, die immer eine Taktfrequenz führt, eine vernünftige Anwendung für große Geschwindigkeiten wie folgt erreicht werden:

a) Diimpulsübertragung zum Teilnehmer mit 500 bit/s oder 2 kbit/s und Vorwärtsübertragung durch Tastung mit Frequenzverschiebung unter Verwendung von etwa 20 kHz als Träger; diese sollten ausreichend trennbar sein

b) bis zu 8 kbit/s, wenn möglich, ähnlich wie bei a)

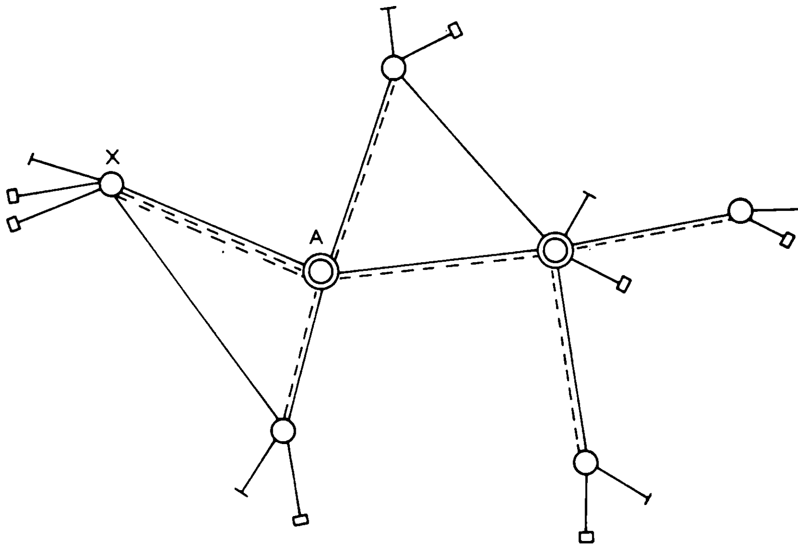
c) Verwendung von 4-Draht-Leitungen für 56 kbit/s, falls nicht ein Schmalband (z. B. 2 kbit/s) - Rückwärtskanal akzeptiert wird, wobei dann auf jedem Weg Dipulse sein könnten und genügend Abstand für eine Trennung durch Filter vorhanden wäre; diese Prinzipien könnten auch im Fall von Schwierigkeiten bis zu 8 kbit/s bzw. 16 kbit/s angewandt werden.

Betrachtet man die Verarbeitung in der Anpassungseinrichtung der Verbraucherendstelle, so ergeben sich, wenn die verschiedenen Datenklassen durch ein quasisynchrones System erfaßt werden, nachstehende Forderungen:

1. Redundanzlose mittelschnelle Daten fordern eine Systemtaktung der Endstelle und nur einen Puffer zur Phasenkorrektur bei X (Bild 25)

2. Die mittelschnellen Daten mit einer 4:1 Redundanz sollten der Systemtaktung den Vorzug geben, wodurch wie zuvor sich das Anpassungsproblem auf eine Phasenkorrektur reduziert; falls die Taktung nicht akzeptabel ist, ist als Anpassungseinrichtung ein Regenerator erforderlich

3. Die sehr schnellen, redundanzlosen Daten erfordern eine Systemtaktung und eine Wandlung in der Anpassungseinrichtung zwischen den gebündelten Sprachwörtern und den isochronen Daten-Bit-Strömen



Main switching centres

Local centres

Data user's terminal

Voice user's terminal

Voice channel

Submultiplexed data channel

Bild 25. Ein typisches integriertes Netz für Sprache und Daten

Main switching centres	Hauptvermittlungszentralen
Local centres	Ortszentralen
Data user's terminal	Datenteilnehmer-Endstelle
Voice user's terminal	Fernsprechteilnehmer endstelle
Voice channel	Sprachkanal
Submultiplexed data channel	Zeitmultiplex unterteilter Datenkanal

4. Die sehr schnellen Daten mit einer 4:1 Redundanz sollten auch der Systemtaktung den Vorzug geben; in der Anpassungseinrichtung ist ein Zusammensetzen der Wörter erforderlich. In der Empfangseinrichtung würde die isochrone Lieferung vom Teilnehmer erforderlich sein, um die Geschwindigkeitsregulierung mit den Phasensprüngen, die durch den Schlupf entstehen, in Einklang bringen zu können

5. Die sehr schnelle Schwarzweiß-Faksimile-Übertragung sollte so etwas wie sehr schnelle Daten mit einer 3:1 Redundanz (16 kbit/s) verwenden und die Fähigkeit zur Leitungssynchronisation einschließen, um in der Anpassungseinrichtung eine Phasenkorrektur zu gestatten. Die Erarbeitung von hierfür geeigneten Anschlußbedingungen erfordert bedeutend mehr Untersuchungen

6. Den langsamen Daten mit der 10:1 Redundanz (d. h. 50 Baud) kann eine asynchrone Anpassungseinrichtung bei X zu Grunde gelegt werden

7. Bei den langsamen Daten mit einer 5:1 und 4:1 Redundanz (d. h. 100 und 125 Baud) werden bei X Repeater eingesetzt, um genügend Störabstand zu erhalten

8. Die 75-Baud-Telegrafie könnte asynchron betrieben werden, wenn eine Störung von 30% des Maximums akzeptabel ist, anderenfalls ist eine Regeneration bei X erforderlich. Jedoch wird eine aufwendigere Repeaterlogik infolge der nicht integrierbaren Beziehung der 75-Baud-Geschwindigkeit zur Leitungssystemgeschwindigkeit benötigt.

Falls, wie im Abschn. 4.2.3. erwähnt, eine Zeitvielfachunterteilung über 2 kbit/s hinaus nicht beibehalten wird, werden die letzten drei Telegrafeneigenschaften bei einer Mengenredundanz von mehr als 10:1 genutzt werden, so daß sie alle eine asynchrone Anpassungseinrichtung akzeptieren können. Diese Fälle geben offensichtlich nur einen oberflächlichen Einblick in die Probleme; sie zeigen jedoch die potentielle Vielseitigkeit eines solchen Systems.

5. ANWENDUNGEN DER PCM- ÜBERTRAGUNGS- UND -VERMITTLUNGS-PRINZIPIEN

In den vorangegangenen Abschnitten wurde versucht, folgende Fragen über die PCM zu beantworten:

Wie entstand das Konzept?
Was kann die PCM?
Wie verhält sie sich im Vergleich zu anderen Modulationsmethoden?

In diesem Abschnitt wird nun versucht, eine Antwort auf folgende Grundfrage zu geben:

Wie kann die PCM sinnvoll in Nachrichtennetzen angewendet werden?

In Beantwortung dieser Frage wird auch eine Überlegung über andere mögliche Anwendungsgebiete anzustellen sein, wie z. B. Daten- und digitale Faksimileübertragung und auch individuelle zeitgetastete und quantisierte Fernsprechkanäle.

Die im folgenden zu untersuchenden Netze sind der Ortsnetzbereich, der Verbindungsnetzbereich sowie das Tandem- und Fernnetz. Außerdem wird, um den Geltungsbereich der Datenanwendung einzuschätzen, ein kurzer Überblick über dieses Anwendungsgebiet gegeben.

5.1. Prinzipielle Netzgestaltungsmöglichkeiten

Einige mögliche Netzgestaltungen werden nachfolgend untersucht. Sie sind nicht voneinander unabhängig, sondern miteinander verwandt, und überschneiden sich bei bestimmter Ausdehnung. Demnach ist es möglich, sie nach fünf getrennten Gesichtspunkten zu untersuchen.

5.1.1. PCM-Übertragungssystem

Das ist jenes Anwendungsgebiet, das bereits kommerziell im großen Maßstab besonders in den USA durch das T1-System

(Fultz und Penick, 1965) gekennzeichnet ist. Der Einsatz der PCM-Übertragungssysteme ergibt sich aus dem schnellen Verkehrsanstieg über mittlere Entfernungen und der einfachen Handhabung der entspulten NF-Kabel als Übertragungsmedium. In vielen städtischen Ortsnetzen sind die bestehenden Kabel und Kabelkanäle bereits voll ausgelastet. Die Ausrüstungskosten für neu zu installierende gleichartige Einrichtungen, die alles umfassen, wie auch die Hauptwege der besetzten Innenstadt, sind so hoch, daß PCM-Übertragungssysteme ab etwa 8 Meilen (rd. 13 km) ökonomisch einsetzbar sind. In speziellen Fällen kann diese Entfernung noch viel geringer sein.

Viele der vorhandenen Streckenabschnitte solcher Netze sind bezüglich Geräusch und Übersprechen so beschaffen, daß die Einrichtung von PCM-Übertragungssystemen attraktiver als ein traditionelles Verfahren ist. Wenn außerdem alle Parameter einschließlich der Signalisierung berücksichtigt werden, scheint die PCM im Vergleich zu ihren Konkurrenten auf der Basis der Grundkosten den Vorzug zu haben.

Einige Vorstellungen über den möglichen Anwendungsbereich in vorhandenen Ortskabeln kann man durch Untersuchungen der Nebensprech- und Übertragungseigenschaften solcher Kabel erhalten. Wenn die PCM-Systeme über eine Kapazität von 24 Kanälen verfügen, was sehr wahrscheinlich ist (s. Abschn. 3.2.1.), so kann die Kapazität des Verbindungskabels um den Faktor 11 für jedes Doppelpaar, das im Kabel benötigt werden kann, vergrößert werden (dabei ist zu berücksichtigen, daß zwei Sprechleitungen nötig sind, um das PCM-System einzusetzen). Wenn dann die Nebensprechbetrachtungen es erfordern, 60% der Kabelpaare zu verwenden, kann die Gesamtkapazität des Kabels um den Faktor 7,6 vergrößert werden, was eine beträchtliche Steigerung bedeutet.

Diese Verwendung der NF-Verbindungsleitungen als PCM-Trakte wird etwas durch die Überlegung begrenzt, daß unter einer gewissen Entfernung ein Vergleich bezüglich der Endkosten mit einer Sprachübertragung auf individuellen Kabelpaaren schwierig zu rechtfertigen sein wird. Oberhalb einer bestimmten Entfernung bewegen sich die Forderungen bezüglich Bandbreite dahingehend, solche Leitungskosten zu erreichen, die einen

Wettbewerb mit Frequenzmultiplex schwieriger machen. Diese Abgrenzungen sind jedoch nicht klar definiert, und über Entfernungen von vielleicht 50 Meilen (rd. 80 km) ist sehr wenig zu machen. Die Wahl kann sehr gut vom Zustand der bestehenden Leitungsausführung und vom Einfluß der Vermittlungsintegration abhängen, die im Abschn. 5.1.2. untersucht wird.

Es ist bereits erwähnt worden, daß, sobald die Technologie zur Handhabung sehr hoher Bit-Folgen stabilisiert wird, die PCM auf Koaxialkabel für große Entfernung attraktiv sein kann.

5.1.2. Tandem-Vermittlungsnetz

In Netzen mit großen Verbindungsfeldern, insbesondere wenn diese eine Tandem- oder Transitvermittlung (z. B. Paris oder London) enthalten, sind klare ökonomische Anreize zur Einführung der PCM-Vermittlung und ihrer Integration mit PCM-Trakten vorhanden. Sie können wie folgt unterteilt werden:

1. Die Digitalisierung einer ganzen durchgängigen Verbindung hat den Vorteil einer charakteristischen PCM-Übertragung, d. h. keine kumulativen Herabsetzungen, wie z. B. die des Verlustes, der Dämpfung, der Verzerrung usw. Auf diese Weise würde ein Gespräch, das zwei oder mehr hintereinandergeschaltete Verbindungsleitungen enthält, dasselbe Gesamtübertragungsäquivalent und die allgemeine Leistung haben, wie bei einer Einzelverbindungsleitung, und es würden keine Vermittlungsverluste hinzukommen
2. Mit einem einheitlichen Übertragungsmaß und der Vermeidung von Schaltverlusten wird die Netzplanung und Tandemvermittlung viel flexibler als bisher. Auf diese Weise ist es möglich, eine größere Zahl von Verbindungsleitungen als bisher hintereinanderzuschalten. Das könnte zu einer größeren Anzahl kleinerer Tandemanlagen führen, die strategisch am richtigen Punkt im Netz angeordnet sind, statt der gegenwärtigen Tendenz, sie an nur einem oder zwei Orten zu konzentrieren, um dadurch Tandemverbindungen zu vermeiden, die mehr als zwei hintereinandergeschaltete Verbindungsleitungen enthalten

3. Es wird vorausgesetzt, daß die Digitaldurchschaltung ökonomisch befriedigend ist, da die Einsparung der dazwischenliegenden Coder und Decoder zu einem billigen Ergebnis führt und PCM auch über kurze Entfernungen rechtfertigt
4. Solch ein System 4drähtiger Durchschaltung weist die bekannten Vorteile viel eher auf als die 2drähtige Durchschaltung
5. Die PCM-Anlage hat wirksame Vorteile für schnelle Daten an der Teilnehmerschaltung der Anlage, sobald sich eine Gelegenheit zur Ausnutzung bietet. In der Zukunft kann es auch zweckmäßiger sein, den Telexverkehr integriert als Submultiplexteil des Digitalstroms eines PCM-Kanals zu behandeln, der für diesen Zweck zugeteilt wurde. Durch die Schaffung des Telexsystems parallel zur Teilnehmerschaltung wird es möglich sein, die gegenwärtig hohen Kosten der Telexanlagen wesentlich zu reduzieren
6. Solch ein System würde erheblich verbesserte Werte von Verkehrsverlusten für die Ausgänge zum Fernnetz liefern. Das ist wichtig, da diese zubringenden Leitungsabschnitte in vielen Fällen das Haupthindernis sind, um eine vollständig befriedigende Weitverbindung herzustellen
7. Die Vielseitigkeit der Signalisierung wird in einem PCM-Vermittlungsnetz vorausgesetzt.

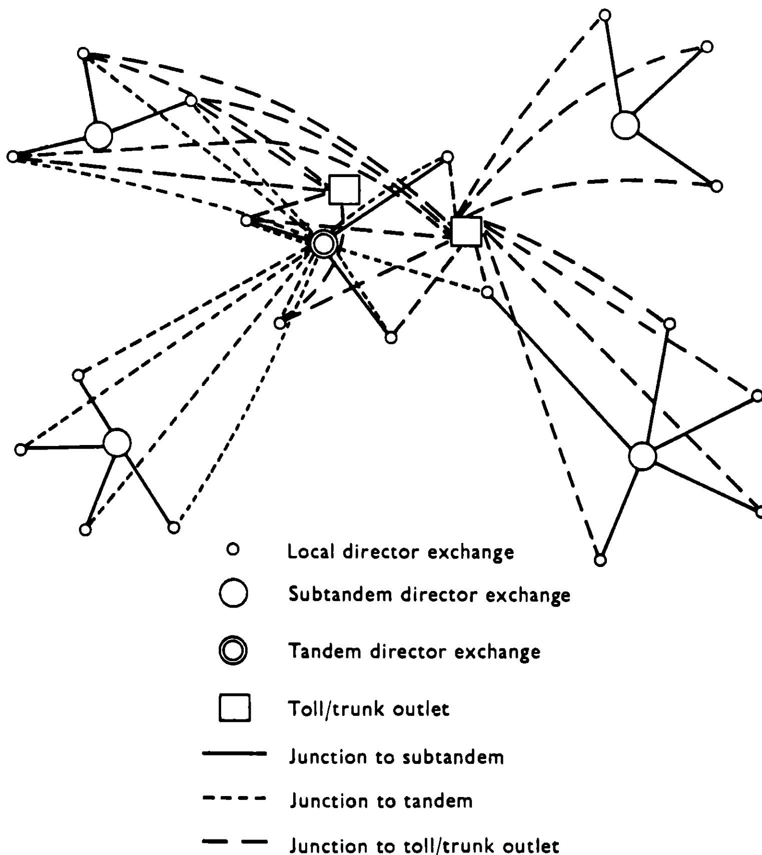


Bild 26. Vereinfachte Darstellung des gegenwärtigen Londoner Direktor-Tandemnetzes, klassifiziert nach der Teilnehmer-Verbindungs-Wahl. Nur eine begrenzte Anzahl der Zentralen und Wege sind gezeigt, um die Abbildung nicht zu unübersichtlich zu machen. Alle direkten Verbindungen zwischen den Ortszentralen wurden weggelassen.

Local director exchange	Direktor-Ortszentrale
Subtandem director exchange	Direktor-Subtandemzentrale
Tandem director exchange	Direktor-Tandemzentrale
Toll/trunk outlet	Fernausgang
Junction to subtandem	Verbindungsleitung zur Subtandemzentrale
unction to tandem	Verbindungsleitung zur Tandemzentrale
Junction to toll/trunk outlet	Verbindungsleitung zum Fernausgang

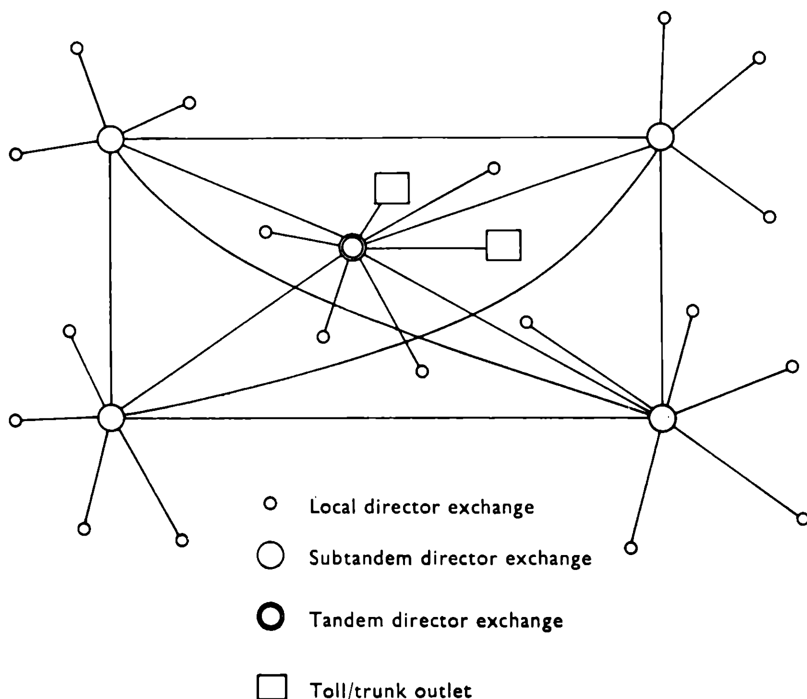


Bild 27. Art der Streckenführung des Londoner Tandemnetzes zwischen den Zentralen kann mit integrierter PCM vereinfacht werden. Nur eine begrenzte Anzahl der Zentralen und Wege sind gezeigt, um die Abbildung nicht zu unübersichtlich zu machen. Alle direkten Verbindungen zwischen den Ortszentralen wurden weggelassen.

Local director exchange	Direktor-Ortszentrale
Subtandem director exchange	Direktor-Subtandemzentrale
Tandem director exchange	Direktor-Tandemzentrale
Toll/trunk outlet	Fernausgang

Der Entwurf einer möglichen Anwendung eines solchen integrierten Systems ist in den Bildern 26 und 27 zu sehen. Es wird ein sehr vereinfachtes Bild des Londoner Tandemnetzes gezeigt, das aber ebensogut ein anderes großes städtisches Netz sein kann. Bild 26 zeigt den Plan zum Zeitpunkt der vollständigen 2drähtigen Leitungen mit unterschiedlichen Aderdurchmessern, um die Dämpfungen innerhalb der Grenzen für verschiedene Verbindungsklassen zu erhalten. Bild 27 zeigt, wie

eine einfachere und vielseitigere Anordnung mit geschaltetem PCM-Betrieb ausgeführt sein könnte. Der Unterschied zwischen den beiden Bildern ist speziell für das Londoner Beispiel viel verwickelter als es die Skizzen zeigen. In Wirklichkeit sind nahezu 200 Ortszentralen anstelle der 20 gezeigten vorhanden. Die tatsächliche Anzahl der Fern- und Ortsausgänge beträgt bereits 4 oder 5 und wird bald durch den weiter steigenden Verkehr wachsen.

Es sei darauf hingewiesen, daß in diesem Fall der Einsatz von Konzentratoren nicht in Betracht gezogen worden ist. Dieser ist ein Merkmal für einen begrenzten Ortsnetzbereich, wie er im Abschn. 5.1.3. behandelt wird. Man kann annehmen, daß ein Netz, so wie es Bild 27 zeigt, in sich lebensfähig ist. Die Konzentratoranwendung auf größerer Breite mit PÇM in Richtung des Teilnehmers würde die Gültigkeit der Annahme einfach erhöhen.

Ein wichtiger ökonomischer und leistungsmäßiger Vorteil eines Netzes, so wie im Bild 27 gezeigt, ist, daß es auf einfache Weise selbst für die Einführung eines getrennten allgemeinen Signalisierungskanals geeignet ist (z. B. CCITT, 1964). Solch eine Signalisierung könnte für die kanalmäßige Datenübertragung Nutzen bringen, wie bereits in den Abschnitten 3.3.8. und 4.2. beschrieben wurde.

5.1.3. Ortsnetzbereich

Es gibt eine Möglichkeit, die PCM-Vermittlung genügend billig und sicher zu gestalten, um sie für örtliche Durchschaltung attraktiv zu machen. Das ist wahrscheinlich durch eine geeignete Kompatibilität mit der Konzentratordurchschaltung zu erreichen. Beispielsweise kann eine PCM-Einheit den Verkehr von etwa 150 Teilnehmern auf eine 24kanalige Sammelleitung zur Zentrale konzentrieren. Auch solche Konzentratoreinheiten können dort, wo sie hinpassen und ökonomisch vertretbar sind, örtlich von der Zentrale entfernt sein, d. h. in der Nähe der anzuschließenden Teilnehmer. Wenn eine PCM-Zentrale im selben Gebäude installiert wurde wie die Vermittlung eines elektromechanischen Typs, so könnte sie zusätzliche Kapazität im eigenen Amtsbereich schaffen; ebensogut könnte dies in Verbindung mit

Konzentratoren geschehen, die bei den Hilfsämtern im Netz liegen, um für die gewachsenen Forderungen in den Bereichen der Hilfsämter zu sorgen.

Die Wirtschaftlichkeit der Konzentratoranwendung ist nicht ohne weiteres gegeben, insbesondere wenn die Teilnehmerkonzentration in einem Netz mit dünndrahtigem Kabel ausgeführt ist, wo die Kosten je Paar sehr niedrig sind. Es ist daher zweckmäßig, die Möglichkeit einer ökonomischen Darstellung zu nutzen, falls PCM-Charakteristiken und Kosten verwendet werden können, um die Reichweite einer Anlage sehr beträchtlich auszudehnen. In diesem Fall kann die Wirtschaftlichkeit des Konzentrators sehr unterschiedlich sein.

Es zeigt sich, daß der aussichtsreichste Weg der Einführung der PCM-Technik in den Ortsnetzbereich auf einer bestehenden Netzgrundlage basiert. Es schließt ein, daß bei den bisher angewandten Verfahren die Vorsorge für die Erweiterung in einem bestehenden Netz eine angenäherte Sättigung erreicht hat. Auf der Grundlage einer normalen Zuwachsrate von 6 bis 7% im Jahr würde solch eine Anwendung bald zu einem neuen Netz führen, das dem ursprünglichen Netz überlagert und in der Größe mit ihm vergleichbar ist.

Bild 28 gibt in idealisierter Form ein Beispiel, wie eine PCM-Zentrale und ihre Zusatzeinrichtungen in den bestehenden städtischen Bereich eingeführt werden können. Die PCM-Zentralen können wegen ihrer geringen Größe im Gebäude der Zentrale X untergebracht werden. Die PCM-Zentrale wird Verbindungen zwischen PCM-Sammelleitungen herstellen, die sie mit anderen elektromechanischen Zentralen im besonderen Stadtnetz und mit zusätzlichen PCM-Einheiten (wie z. B. Konzentratoren und Nebenstellenanlagen) verbindet, falls dort der Vereinigungsbereich ist. Verbindungen zwischen PCM-Sammelleitungen und NF-Leitungen müssen, geht man von entfernt liegenden elektromechanischen Zentralen aus, über Anpassungsumsetzer (Punkt A im Bild 28) ausgeführt werden, die im alten Amtsgebäude mit untergebracht sind. Es kann demnach auch möglich sein, bestehende Teilnehmerleitungen mit einer PCM-Zentrale über einen Anpassungsumsetzer zu verbinden.

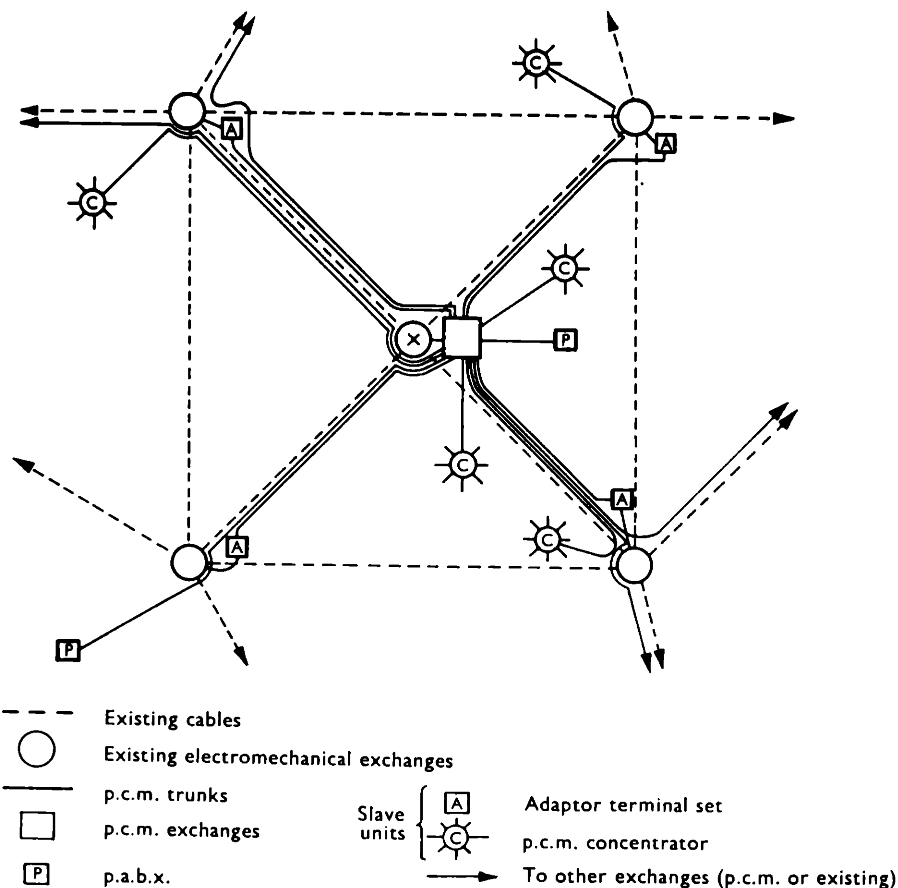


Bild 28. Beispiel der Integration einer PCM-Zentrale (mit abhängigen Einrichtungen) in einem bestehenden Ortsnetzbereich.

Existing cables	bestehende Kabel
Existing electromechanical exchanges	bestehende elektromechanische Zentralen
p.c.m. trunks	PCM-Trakte
p.c.m. exchanges	PCM-Zentralen
p.a.b.x.	Nebenstellenzentrale
Adaptor terminal set) Slave	Anpassungsumsetzer) abhängige
p.c.m. concentrator) units	PCM-Konzentrator) Einrichtungen
To other exchanges (p.c.m. or existing)	zu anderen Zentralen (PCM oder bestehenden)

Die PCM-Sammelleitungen können durch Paare in bestehenden Verbindungskabeln versorgt werden. Die Zahl der Kanäle je Paar (vermutlich 24) ist mit einer Demultiplexanordnung in der PCM-Zentrale verbunden.

Konzentratoren können, wie das Bild zeigt, verwendet werden, um diejenigen Teilnehmer mit der PCM-Zentrale zu verbinden, die sich gegenwärtig im Bereich der weiter entfernt liegenden elektromechanischen Zentrale befinden. Die Anordnung erlaubt diesen neuen Teilnehmern einen Fernsprechdienst ohne Störung für die Teilnehmer der nahen elektromechanischen Zentrale und daher auch ohne die beträchtliche Unannehmlichkeit der Nummernumstellung für die bestehenden Teilnehmer. Hier scheinen wiederum 24 Kanäle die geeignetste Größe für städtische Anwendungen zu sein.

Nebenstellenanlagen kann man als reine Verbindungsstufen betrachten, die von der Vermittlung ferngesteuert werden. Die Verbindungsstufen schalten die Teilnehmerleitungen an die PCM-Sammelleitungen. Die Durchschaltung zwischen den Sammelleitungen erfolgt in der Vermittlungszentrale. Daß ist die von Weed 1964 angegebene Centrex-Konzeption. Eine andere Möglichkeit ist, die Nebenstellenanlage als vollständige Vermittlungseinheit zu betrachten. Die Auswahl zwischen diesen Lösungen wird durch die Entfernung zwischen der Nebenstellenanlage und der Vermittlungszentrale und durch den Innenverkehr der Nebenstellenanlage beeinflußt.

Derselbe Netztyp kann angewendet werden, wenn der Bereich eher ländlich als städtisch ist. Hier treten die Teilnehmer in kleinen Gruppen auf, die voneinander isoliert sind und einen beachtlichen Abstand von der PCM-Zentrale haben. Konzentratoren und Adapter müßten für wenige Kanäle (zwischen 4 und 12) entwickelt werden, damit man sie unter diesen Bedingungen einsetzen kann. Wo die Teilnehmergruppen zu klein sind, um die Abstützung auf eine PCM-Zentrale zu rechtfertigen, kann eine Teilzentrale verwendet werden. Solch eine Zentrale würde von der PCM-Zentrale ferngesteuert werden. Dabei müßte der externe Verkehr in PCM gesendet und der interne Verkehr würde entweder durch PCM oder durch einen anderen geeigneten Prozeß vermittelt werden. In den ländlichen Bereichen von England

beträgt der Innenverkehr bei kleinen Zentralen nur 10 bis 15% des Gesamtverkehrs. Deshalb ist es zu erwägen, diesen Verkehr in Form von PCM über die entfernte PCM-Zentrale zu schicken, die den ganzen Verkehr der Verbindungsleitungen in irgendeiner Weise steuert.

Die Vermittlung der 10% Innenverkehr in der PCM-Zentrale erfordert nur 20% mehr Verbindungsleitungskapazität, die durch billige PCM-Leistungsmerkmale geschaffen werden kann.

5.1.4. Erweiterung auf Fernverkehrsnetze

Dies ist möglicherweise ein langsamerer Prozeß als die anderen Anwendungen, die vorher betrachtet wurden. Aber einige Maßnahmen zum stufenweisen Einführen könnten schon relativ früh durchgeführt werden. Die zwei Hauptgründe für den mangelnden Anreiz, die PCM-Technik auf dieses Gebiet auszudehnen, sind:

a) Die Qualität und Ökonomie von Fernverkehrsübertragungen sind schon bedeutend besser als bei Nahverkehrsübertragungen

b) Da die Leitungskosten für Trägerfrequenz und PCM bei derselben Kapazität vergleichbar sind und der Anteil der totalen Kosten, die zu denen der Endeinrichtung zugeschlagen werden, mit wachsender Entfernung kleiner wird, folgt, daß der Vorteil durch PCM mit wachsender Entfernung geringer wird

Wenn trotzdem integrierte PCM-Netze in größerem Umfang in separaten Orts- oder Nahverkehrsbereichen eingesetzt werden, ist es wahrscheinlich ökonomisch vorteilhaft, bei der Schaltung solcher Netze immer die gleichen PCM-Merkmale anzuwenden. Bei solchen Durchschaltbeziehungen, wie Weitverkehrsdurchschaltungen oder die Schaltung von Weitverkehrsabzweigungen, sollten wenigstens zum Anfang hauptsächlich Übertragungssysteme mit etwa 24 PCM-Kanälen auf symmetrischen paarverseilten Kabeln angewendet werden. Für eine Großstadt oder für die Schaltung zwischen sich entwickelnden PCM-Netzen z. B. in London und Birmingham ist es wahrscheinlicher, daß die Forderungen sich auf Hunderte von Kanälen belaufen würden. Deshalb würde die Verwendung eines Zwergtubenkoaxialkabels attraktiv werden.

Solange man den gleichen Grundprozeß für Koaxialkabel anwenden kann (d. h. die Anwendung der Regeneration und vergrößerte Störtoleranzen) kann man die ausgenutzte Bandbreite größer machen als jene, die man bei Trägerfrequenzsystemen sicher beherrschen kann. In diesem Fall liegen die Hauptprobleme wahrscheinlich mehr bei der Instrumentierung als bei denen der Bandbreite. Die Instrumentierung von Endstellen und Repeatern enthält zwei Probleme:

a) die Behandlung extrem hoher Bit-Geschwindigkeiten (die 10 bis 100 Mbit/s erreichen können, bezogen auf eine Kapazität im Bereich von 100 bis 1000 Kanälen)
b) die Erreichung der Flexibilität (d. h. die Fähigkeit, Kanalblöcke an einen Zwischenabzweigpunkt eines Leitweges ein- und auszuzweigen)

Das Problem der Schaltungstechnik zur Behandlung dieser hohen Bit-Geschwindigkeiten wurde bereits im Zusammenhang mit der Digitalisierung des Farbfernsehens untersucht (Mayo, 1964). Deshalb scheint es nicht zweifelhaft, daß die erforderliche Technik schon lange vorher vollständig beherrscht und auch der Industrie zur Verfügung stehen wird. Während Lösungen für das Problem der Zwischenabzweigungsflexibilität noch nicht entwickelt wurden, erscheinen die Grundmethoden klar genug. Daher werden die zwei technischen Hauptprobleme auf diesem Gebiet nicht allzu schwer zu lösen sein.

Die höhere Bit-Geschwindigkeit der Verbindungen dieses Typs wird die Probleme der Synchronisation in bezug auf "Weglaufen" und Jitter intensivieren. Daher wird bereits die Erforschung ihres Zusammenhangs mit den Problemen der Verschachtelung und Eintaktung bei hohen Geschwindigkeiten beachtlich sein.

5.1.5. Datenintegration

Die Vorzüge des PCM-Netzes als Grundlage für die Datenbehandlung wurden bereits im Abschn. 4.2. umrissen. Schwierigkeiten ergeben sich, wenn ein nationales Netz teilweise auf PCM umgestellt wird (d. h. in den großstädtischen Bereichen und

sporadisch in weniger dicht versorgten Bereichen), während die Fernverkehrsverbindungen in ihrer gegenwärtigen Betriebsweise verbleiben. Das ist kein Problem für die Sprache, die immer in die analoge Form zurück umgesetzt werden kann. Für Daten jedoch muß, wenn die ökonomischen Vorteile der digitalen Netze angemessen verwirklicht werden sollen, eine geeignete Klasse von Weitverkehrsnetzen geschaffen werden.

Man kann jedoch bereits absehen, daß aus ökonomischen Gründen die Schaffung eines separaten Netzes für Daten erforderlich werden kann. Seine Lebensfähigkeit würde beträchtlich anwachsen, wenn es in vielen, mit starkem Verkehr belasteten Bereichen mit dem Netz für PCM-Sprache kombiniert werden könnte, auch dann, wenn dabei über längere Entfernungen und in anderen Bereichen anfänglich eine gewisse Unabhängigkeit vorhanden sein müßte.

Abgesehen von diesen organisatorischen Aspekten, bleibt die Frage, ob eine echte Notwendigkeit für digitale Datenmerkmale bestehen wird, und zwar in einem Umfang, den man in einem integrierten Netz von dieser Art leicht voraussehen kann.

Die Forderungen für die Übertragung der Information mit größerer Genauigkeit und höherer Geschwindigkeit über immer größere Entfernungen sind gerade in den letzten Jahren schnell angewachsen. Der Einsatz von elektronischen Datenverarbeitungseinrichtungen für Buchhaltung, Überwachung der Lagerhaltung, Bearbeitung von Lohnlisten, militärische Verarbeitung der Daten von Waffensystemen, Luftverkehrsüberwachung usw. hat zu einer schnellen Bedarfsausdehnung an nachrichtentechnischen Leistungsmerkmalen geführt. Einen wachsenden Bedarf gibt es auch für die verschiedenen Formen der Telegrafie, d. h. Telegramm, Telex, Faksimile, Bildübertragung usw. Die meisten dieser Informationen liegen ursprünglich in der Form von digitalen Daten vor und müssen am Bestimmungsort in derselben Form übergeben werden.

Eine der bedeutendsten Änderungen in der Datenverarbeitung und Informationsübertragung, die sich auf das kommerzielle und das militärische Gebiet auswirkt, ist die stetige Abnahme der Kosten der Rechner. Schnellere Operationszeiten, bessere Betriebstechnik und Programmierungsflexibilität und stark gewachsene Speicherkapazität - alle diese Faktoren haben dazu

beigetragen, daß die Rechenmaschinen mehr Arbeit bei geringeren Kosten ausführen können. Zugleich orientiert man moderne Verarbeitungssysteme immer mehr auf direkte Datenverarbeitung im Echtzeitbetrieb. Da es unwahrscheinlich ist, daß die Anwender des Echtzeitsystems sich am selben Ort wie der Rechner befinden, ist ein ökonomischer Entwurf für die Übertragung ein außerordentlich bedeutendes Element im Gesamtsystem. Da das System eine große Anzahl von unterschiedlichen Standorten einschließen kann, ist es häufig von Bedeutung, die Kosten und die Kompliziertheit der Eingabe-Ausgabe-Einrichtungen, die an diesen Orten installiert werden, niedrig zu halten. Obwohl anzunehmen ist, daß ein Rechnerkomplex den Bedarf nach sehr hoher Geschwindigkeit und komplizierte Nachrichtendienstforderungen mit sich bringt (dieser Bedarf ist vorhanden), liegt das weitaus größere Gewicht des Bedarfs auf dem Gebiet verhältnismäßig einfacher Dienste. Diese Dienste werden von weitverstreuten Standorten aus in Anspruch genommen.

Während Fernschreiber eine verhältnismäßig billige digitale Eingabe-Ausgabe-Einrichtung haben, ist es möglich, ein wenig in die Zukunft zu sehen, sobald Tastwahlapparate in großem Umfang im regulären Fernsprechdienst eingesetzt werden. Ganz abgesehen von der Tatsache, daß solch eine Einrichtung die Herstellung von Gesprächsverbindungen sehr schnell ausführt, kann man die Tastatur, sobald die Verbindung hergestellt ist, als eine wirksame Strecken-Signalisierungseinrichtung verwenden. Jeder so ausgestattete Fernsprechapparat wird fähig sein, digitale Informationen zu senden, um die Daten im Rechner auf den neuesten Stand zu bringen oder den Rechner zu befragen.

Sieht man etwas weiter in die Zukunft, dann kann man voraussagen, daß die Größe und die Kosten der Rechner soweit verringert werden können, daß es möglich sein wird, transportable Privatrechner herzustellen. In Verbindung mit dieser Entwicklung könnte ein nationales Rechnernetz geschaffen werden, in das solche Rechner eingefügt werden könnten. In den USA wurden bereits Systeme ausgedacht [(z. B. das Projekt MAC-maschine-aided cognition-maschinenunterstützte Erkenntnis (Corbato u. a., 1962 und Fono, 1965)], die eine 100%ige Verwertung der Opera-

tionszeit des zentralen Rechners gestatten und zur selben Zeit einer Anfrage mit sehr geringer Problematik und minimaler Rechenzeit unmittelbaren Zugriff erlauben. Andere Möglichkeiten der weitverbreiteten Datenübertragung schließen die Steuerung der häuslichen Kühl- und Heizsysteme durch einen zentralisierten Rechner ein, der mit meteorologischen Daten gefüttert wird und oder auch die medizinische Diagnose mittels eines zentralisierten Rechners, nachdem zuvor die Symptome eingegeben wurden (Bagrit, 1964).
Bis zum Ende dieses Jahrhunderts kann man die Notwendigkeit für einen weitverbreiteten Fernsehdienst mit Dialogverkehr voraussagen (Reeves, 1965), sowohl für die Informationsrückgewinnung von einem zentralisierten Informationsverarbeitungszentrum als auch für den Kontakt mit einem Anwendungsort, um die Austauschprobleme zu vermeiden. Solche neuen Dienste werden ein starkes Anwachsen der Netzbandbreite erfordern, und sie werden wahrscheinlich die Nutzung des optischen Bereiches des Frequenzspektrums mit sich bringen. Die Übertragung durch optische Mittel für ein gegebenes Signal/Rausch-Verhältnis ist um ein vielfaches wirksamer, wenn digitale Methoden anstatt analoger angewendet werden.

Infolgedessen würde man mit einem starken Anwachsen des digitalen Verkehrs rechnen können, und obwohl militärische und andere Regierungsdienste bei der Errichtung digitaler Netze führend sind, kann ein ähnlicher Zuwachs in dem kommerziellen Bereich ebensogut ein größeres Volumen des Nachrichtenverkehrs erzeugen. Jedoch würde es gut sein, wenn irgendeine aktuelle Darstellung des Verkehrsvolumens ermittelt werden könnte, um diese rein theoretischen Darlegungen zu unterstützen. Als Beispiel wird Großbritannien angenommen:

a) Fernsprechverkehr

Die Gesamtzahl der wirksamen Inlandsfernsprechverbindungen für das Jahr, endend mit dem 31. März 1965, veröff. durch die BPO (Britische Postverwaltung, 1965) war $6,334 \cdot 10^9$. Mit einer mittleren Belegungsdauer von 1,5 min und einer Gesamtzahl von 300 mittleren Fernsprechtagen in einem Jahr ergeben sich als gesamtes Verkehrsvolumen $5,28 \cdot 10^5$ Stunden Verkehr jeTag.. Die Zuwachs-

rate, gemittelt über 6 Jahre (1959 bis 1965), in denen die Gebührenänderungen nicht so groß waren, um den Zuwachs bedeutend zu beeinflussen, zeigt ein Anwachsen der Gespräche von 7,8% im Jahr. Daher würde das Verkehrsvolumen in 10 Jahren $11{,}21 \cdot 10^5$ Stunden Verkehr je Tag werden.

b) Telexverkehr

1. Gewählte Verbindungen

Die Anzahl der 2. Einheiten, gemessen für den Inlandsverkehr für das Jahr, das mit dem 31. März 1965 endete, veröff. durch die BPO, war $161{,}114 \cdot 10^6$. Wenn 50 Meilen für eine mittlere Verbindung (d. h. eine 2. Gebühreneinheit aller 0,5 min) und eine Gesamtzahl von 270 mittleren Telextagen in einem Jahr angenommen werden, dann erhält man ein Verkehrsvolumen von $4{,}97 \cdot 10^3$ Stunden Verkehr je Tag. Die Zuwachsrate, gemittelt über 3 Jahre (1962 - 1965) (der Dienst war nur für 6 Jahre verfügbar), zeigt ein Wachstum von 27,9% im Jahr. Daher würde in 10 Jahren das Verkehrsvolumen $5{,}83 \cdot 10^4$ Stunden Verkehr je Tag werden

2. Durch Vermittlungspersonen hergestellte Verbindungen
Die Gesamtzahl der Inlandsverbindungen für die gleiche Periode, veröff. durch die BPO, war $121 \cdot 10^3$. Werden 1,5 min für eine mittlere Verbindung und die gleichen Bedingungen wie zuvor für die Gesamtzahl der Arbeitstage angenommen, so ergibt das ein Gesamtverkehrsvolumen von 11,2 Stunden Verkehr je Tag.

Man kann erwarten, daß die Zuwachsrate für dieses Leistungsmerkmal mit der Verbreitung des automatischen Dienstes abnehmen wird, so daß das Verkehrsvolumen in 10 Jahren nur auf einen Gesamtverkehr von 20 Stunden je Tag anwachsen könnte

c) Telegrafenverkehr

Die Gesamtzahl der Inlandstelegramme für das Jahr, das mit dem 31. März 1965 endete, veröff. durch die BPO, war nur $10{,}466 \cdot 10^6$, da der Telegrammverkehr z. Z. abnimmt [(gemittelt über 6 Jahre (1959 - 1965); die Abnahme beläuft sich auf ein Mittel von 5,65% im Jahr)]. Er wird deshalb in dieser Verkehrseinschätzung nicht weiter berücksichtigt.

d) Datenverkehr

Der bestehende Datenverkehr, eingeschätzt an der Anzahl der Datel-100- und -600-Teilnehmer, ist verhältnismäßig unbedeutend. Die Zuwachsrate ist jedoch hoch [(136 Teilnehmer im Dezember 1965 mit 376 langsamen und 483 schnellen Endstellen, mit einer Zuwachsrate von 70% im Jahr über 2 Jahre (1964-1965)]. Für die Projektierung des zukünftigen Verkehrs ist es nicht unbegründet, den Zuwachs der Rechnerinstallationen zu betrachten, der sich im Juni 1965 auf 1083 belief. Während die gegenwärtige Zuwachsrate im Mittel ungefähr 50% je Jahr beträgt, wird diese wahrscheinlich etwas abnehmen und ein Mittel von 35% je Jahr über die nächsten 10 Jahre erreichen.

Aus einer Analyse der verschiedenen Funktionen, die von Rechenzentren ausgeführt werden (Lohnlistenberechnung, Platzreservierung, Produktionsüberwachung usw.), erscheint es auch nicht unbegründet, daß die Hälfte von ihnen wahrscheinlich potentielle Teilnehmer für die Datenübertragung sein würden, wenn annehmbare Eingangs-Ausgangs-Geräte am Ort des Teilnehmers verfügbar sein werden.

Wieviel Verkehr solche potentiellen Teilnehmer erzeugen könnten, kann man aus dem täglichen Spitzenwert von $2 \cdot 10^6$ Worten veranschlagt für den gesamten ankommenden und abgehenden Verkehr einer großen Organisation, ableiten. Verkehrswerte von zwei großen Luftverkehrsgesellschaften für die Operationen in ihren Londoner Rechenzentren liefern sogar (nur für elektrische Daten) 10^7 und $5 \cdot 10^8$ Worte/Tag. Nimmt man den niedrigsten der drei Werte und setzt 8-bit-Worte voraus und eine Übertragungsgeschwindigkeit von 600 bit/s, so erhält man ein potentielles Verkehrsvolumen von $4 \cdot 10^3$ Stunden Verkehr/Tag. Nach 10 Jahren, einen 35%igen Jahreszuwachs bei Rechnern plus einen 15%igen Jahreszuwachs im Verkehr mit höherer Übertragungsgeschwindigkeit von 1200 bit/s vorausgesetzt, liefert das ein potentielles Verkehrsvolumen von etwa $11{,}5 \cdot 10^4$ Stunden Verkehr/Tag.

Auf der Grundlage der Verkehrszeit je Tag, und weil das gegenwärtige Verhältnis von Analog- zu Digital-Verkehr 110 : 1 ist, könnte der potentielle Datenverkehr zur Abnahme dieses

Verhältnisses auf ungefähr 60 : 1 führen, während in 10 Jahren, wenn die Möglichkeiten realisiert sein sollten, das Verhältnis mit 6,5 : 1 bedeutend reduziert sein würde.

Da der Vergleich dieser Mengen auf unterschiedlichen Grundlagen (z. B. Erlang, Anzahl der Bit usw.) vermutlich im gleichen Maße stichhaltig ist, unterscheiden sich die Endergebnisse nicht bedeutend. Diese Endergebnisse besagen, daß gerade aus dem Auftreten von solchen zukünftigen Leistungsmerkmalen, wie direkte Rechner zu Rechner-Übertragung, weitverbreitetes digitales Fernsehen und ähnliche Vorschläge, die vorher betrachtet wurden, ein rapides Anwachsen der Forderungen an die digitale Nachrichtentechnik folgt.

6. SYSTEMGRUNDELEMENTE UND FAKTOREN, DIE DEN PCM-SYSTEMENTWURF BEEINFLUSSEN

Während in den vorangegangenen Abschnitten die Funktionen der wesentlichen Systemelemente nur in groben Zügen behandelt wurden, soll in diesem Abschnitt die typische Wirkungsweise dieser Elemente in der Endeinrichtung, in den regenerativen Verstärkern und in der Schalteinrichtung eingehender beschrieben werden. Insbesondere werden die für integrierte Übertragungs- und Schaltnetze wichtigen Faktoren berücksichtigt. Dabei liegt die Betonung durchweg mehr auf dem Entwurf als auf der detaillierten Durchführung. Da dieser Abschnitt seinem Wesen nach eher ein technischer Anhang ist, kann er unter Umständen von Lesern, die nur ein grobes Bild der Möglichkeiten der PCM erhalten wollen, ausgelassen werden, da diese schon in den vorangegangenen Abschnitten behandelt wurden.

6.1. Endeinrichtung

Folgende Vorgänge werden in einer PCM-Endstelle benötigt und sind in vereinfachter schematischer Form im Bild 29 dargestellt:

a) Abtastung und der umgekehrte Vorgang - Rekonstruktion

b) zeitgeteiltes Multiplexen und Demultiplexen

c) Kompression und Expansion

d) Quantisierung, Codierung und Decodierung

e) Takterzeugung für die Steuerung der Vorgänge a) bis d)

f) Sende- und Empfangsverstärkung

Vorgang a) muß für jeden Kanal durchgeführt werden, während die Vorgänge c) bis f) eine für alle Kanäle gemeinsame Einrichtung benötigen. Der Vorgang f) wird durch Repeater ausgeführt, die im Abschnitt 6.2. behandelt werden.

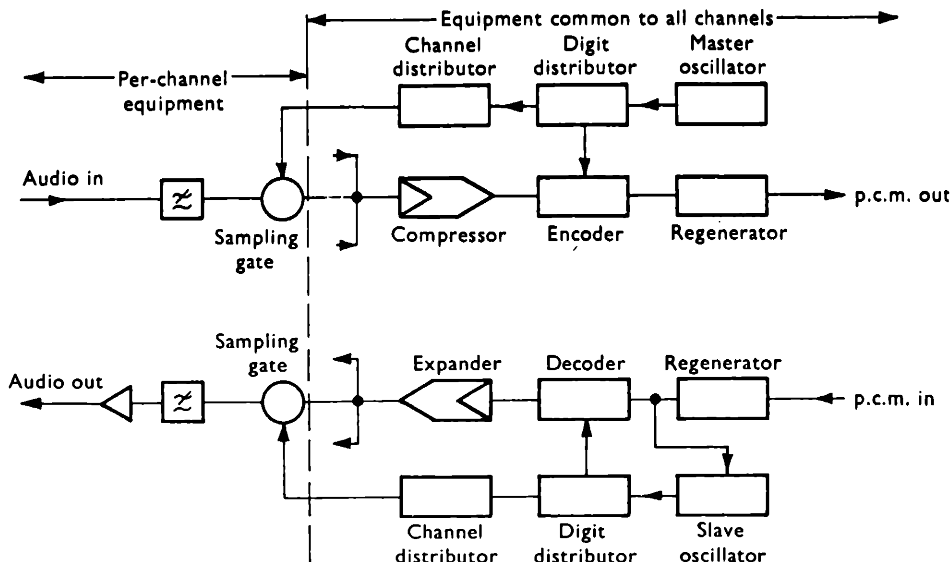


Bild 29. Vereinfachtes Blockschaltbild einer Pulscodemodulationendstelle

Per-channel equipment	Einrichtung für jeden Kanal
Audio in Audio out	Spracheingang, Sprachausgang
Sampling gate	Abtasttor
Equipment common to all channels	Allen Kanälen gemeinsame Einrichtung
Channel distributor	Kanalverteiler
Digit distributor	Bitverteiler
Master oscillator	Muttergenerator
Slave oscillator	Tochtergenerator
Compressor Expander	Kompresser, Expander
Encoder Decoder	Koder, Dekoder
Regenerator	Regenerator
p.c.m. out p.c.m. in	PCM-Ausgang, PCM-Eingang

6.1.1. Abtastung und Rekonstruktion

Die Grundprinzipien sind in den Abschnitten 3.1.1. und 3.1.2. beschrieben worden. Natürlich kann in der Praxis eine Abtastung des Augenblickswertes nicht erreicht werden, und die PAM-Abtastimpulse werden eine endliche Dauer und keine flachen Dächer haben. Es kann gezeigt werden, daß das Frequenzspektrum das gleiche ist wie im Bild 3, jedoch mit einer zusätzlichen Hüll-

kurve, d. h. einem Amplitudenabfall bei steigender harmonischer Frequenz, der von der endlichen Impulslänge herrührt. In der Praxis ist die Abtastdauer so kurz (normalerweise 4 µs), daß die Annahme einer Abtastung des Augenblickswertes tatsächlich zutrifft.

Ebensowenig können die idealen Tiefpaßfilter, die für die Erzeugung eines bandbegrenzten Signals für das Sende-Abtasttor und für die Ableitung der ursprünglichen Modulation aus dem Empfänger-Abtasttor vorausgesetzt wurden, in der Praxis erreicht werden. Auch würden komplizierte Filter, die dem Ideal nahekommen, den ökonomischen Nutzen ernstlich beeinträchtigen, den man mit der PCM erreichen kann. Die nicht idealen Filtereigenschaften erzeugen zusätzliches Geräusch, Unteres-Seitenband-Geräusch genannt, da es durch das untere Seitenband der Abtastfrequenz erzeugt wird. Aber es kann gezeigt werden, daß sich leicht realisierbare Filtereigenschaften ergeben, wenn die durch das untere Seitenband verursachte zulässige Vergrößerung des Systemgeräusches auf 0,5 dB für alle außer für die 0,1% lautesten Sprecher begrenzt wird. Dieses Kriterium ergibt ein vernachlässigbar erhöhtes Geräusch für durchschnittliche Sprecher. Wenn aus wirtschaftlichen Gründen aktive RC-Filter verwendet werden, muß man daran denken, daß diese den Leistungsverbrauch und die Möglichkeit von Verstärkungsänderungen erhöhen; beides sind ernsthafte praktische Probleme.

6.1.2. Kompandierung

Nach Übersichten (Purton, 1962) über Statistiken von Telefon-Sprach-Signalen, die sowohl den geeigneten Dynamikbereich in einer Telefonschaltung wie auch die Variation der Augenblicksamplitude eines individuellen Sprechers berücksichtigen, erscheint es notwendig, daß PCM-Systeme einen Bereich von etwa 60 dB zwischen der kleinsten Quantisierungsstufe und den Spitzenpegeln haben. Das ergibt eine gute Sprachqualität bei 98% der Telefongespräche und überstreicht einen Dynamikbereich von ± 13 dB, bezogen auf einen mittleren Sprecher. Um eine gleichbleibende Qualität über diesen Dynamikbereich und eine

annehmbare Qualität für kleine Signale mit nur 128 Quantisierungsstufen zustandezubringen, ist eine etwa logarithmische Anordnung der Pegel notwendig. Um einen noch besseren Signal/Quantisierungs-Geräuschabstand für kleine Signale mit einer annehmbaren Verringerung des Signal/Geräuschabstandes bei größeren Signalen ohne die Nachteile der Erhöhung des Kompressionsgrades zu erhalten, ist es vorteilhaft, eine Kompressionscharakteristik zu wählen, die bei kleinen Signalen eine konstante Verstärkung ergibt und oberhalb eines bestimmten Signalpegels in eine logarithmische Kennlinie übergeht. In der Praxis wird der logarithmische Teil der Kompressionskurve mit einer Anzahl linearer Segmente angenähert (normalerweise vier oder fünf, wobei jedes etwa 8 bis 10 dB des Eingangs-Dynamikbereichs überdeckt). Mit dieser Näherung ist es möglich, ein Verhältnis der Signalleistung zur Fehlerleistung von 30 dB über einen Dynamikbereich von 30 dB zu erhalten, wobei die begrenzenden Pegel an der Spitze etwa +6 dB und in der Mitte etwa -55 dB, bezogen auf Null, betragen.

Die logarithmische Quantisierung kann entweder direkt mit einem nichtlinearen Coder oder mit einem linearen Coder, dem ein Kompressor der Augenblickswerte vorgeschaltet ist, gewonnen werden. Die zweite Lösung hat den Vorteil, daß der Pegelbereich, der auf den Eingangsspeicher vor dem Coder geht, verringert wird, was die Speicherentwicklung vom Gesichtspunkt des Übersprechens vereinfacht. Jedoch scheinen jüngste Entwicklungen eine befriedigende Lösung des Problems des Kondensatorspeichers vor einem nichtlinearen Coder zu zeigen.

Die Näherung der nichtlinearen Charakteristik durch eine Reihe linearer Segmente gestattet die Verwendung von linearen Präzisionselementen, z. B. Widerstände mit hoher Stabilität, die üblicherweise mit vorgespannten Dioden in die Schaltung eingeschaltet werden. Dieses Verfahren ermöglicht eine so genaue Übereinstimmung, daß die Kombination von Kompressor und Expander übereinstimmende Bereiche von mehr als 40 dB bei recht großen Temperaturdifferenzen zwischen Kompressor und Expander ergibt.

6.1.3. Codierung und Decodierung

Grundsätzlich können folgende drei Klassen von Codern unterschieden werden:

1. Pegel-zu-einer-Zeit-Coder, die zählen, wie oft die kleinste Einheit in dem Augenblickswert des Signals enthalten ist; wenn m Pegel aufgelöst werden sollen und t die für jede Entscheidung benötigte Zeit ist, ist die maximale Codierungszeit mt
2. Bit-zu-einer-Zeit-Coder, die das Signal im Verhältnis zu einer binären Reihe von Werten (d. h. 1, 2, 4, 8 Einheiten usw.) messen; die Codierungszeit ist in diesem Fall $\log_2 m \cdot t$, wobei m und t wie in 1. sind
3. Wort-zu-einer-Zeit-Coder, die das Signal in einem Arbeitsgang im Verhältnis zum vollständigen Bereich der möglichen Amplitudenstufen messen, die alle intern im Coder gespeichert sind; die Codierungszeit ist in diesem Fall einfach t

Durch leichte Abwandlungen der Grundverfahren können Arbeitsgeschwindigkeiten erhalten werden, die zwischen den für diese drei Arten angegebenen Grenzwerten liegen. Zum Beispiel kann im Fall der Pegel-zu-einer-Zeit-Coder die maximale Codierungszeit halbiert werden, indem eine einleitende grobe Zählung mit Stufen von 2 Einheiten vorgenommen wird. Darauf folgt eine feine Zählung mit den Grundstufen von einer Einheit, um die Genauigkeit der groben Messung zu verbessern. Ebenso ist es für die Bit-zu-einer-Zeit-Coder möglich, die Codierungszeit zu halbieren. Anstatt bei jeder Messung zu bestimmen, welcher von zwei Amplitudenbereichen die Signalamplitude enthält, kann bestimmt werden, welcher von vier Amplitudenbereichen die Signalamplitude enthält. Das heißt, die Einrichtung wird ein Zwei-Bit-zu-einer-Zeit-Coder. Ähnlich sind alle Schritte zwischen Einzel-Bit-zu-einer-Zeit- und Wort-zu-einer-Zeit-Codern möglich, wobei sich die Zahl der Bauteile in der Konstruktion ungefähr umgekehrt zu der Zahl der Rechenoperationen verhält.

Es ist ersichtlich, daß es viele Möglichkeiten zur Codierung und Decodierung gibt, und hier können nur ein oder zwei Anwendungen erwähnt werden. Zwei Ausführungen von Verbindungs-

systemen (Mann u.a., 1962, und Chatelon, 1963) verwenden das sequentielle Vergleichsnetzwerk für Coder und Decoder.
Eine vereinfachte Darstellung des Netzwerkcoders wird im Bild 30 gezeigt. Dieser Coder vergleicht der Reihe nach die PAM am Eingang mit binär ausgewogenen Strömen, die von etwas erzeugt werden, das im wesentlichen ein Decoder ist. Wenn ein 7-bit-Code erzeugt werden soll, bewirkt beim ersten Vergleich ein Taktimpuls, daß das Netzwerk 64 Einheiten von dem PAM-Signal subtrahiert. Wenn das Ergebnis positiv ist, gibt der Komparator eine 1 an seinem Ausgang ab, und das binäre Netzwerk zieht dann beim zweiten Vergleich 64+32 Einheiten ab. Wenn das Ergebnis negativ ist, gibt der Komparator eine 0 an seinem Ausgang ab, und das binäre Netzwerk zieht dann beim zweiten Vergleich nur 32 Einheiten von dem PAM-Signal ab. Dieser Vorgang geht weiter, bis der letzte Vergleich für das Code-Bit mit der geringsten Wertigkeit durchgeführt worden ist. Dann ist die Spannung, die von dem binär ausgewogenen Netzwerk abgegeben wird, innerhalb einer Quantisierungsstufe gleich dem PAM-Signal
Der Decodierungsvorgang wird in einer vereinfachten Blockform

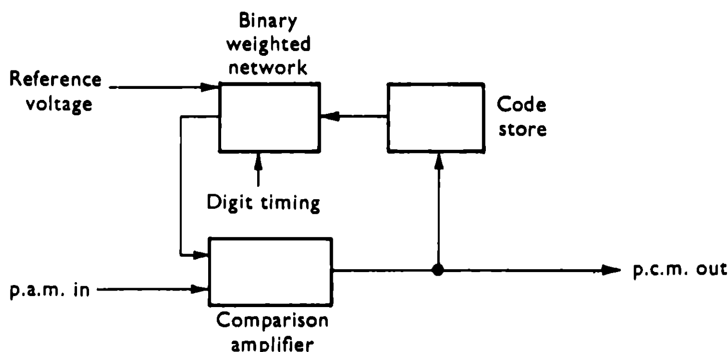


Bild 30. Vereinfachtes Blockschaltbild eines Netzwerkcoders

Reference voltage	Referenzspannung
Binary weighted network	Binär ausgewogenes Netzwerk
Code store	Codespeicher
Digit timing	Bit-Taktung
p.a.m. in p.c.m. out	PAM-Eingang, PCM-Ausgang
Comparison amplifier	Komparator

im Bild 31 gezeigt. Dabei wird für jeden Impuls in einem gegebenen Zeitabschnitt der PCM-Leitung eine Referenzspannung auf einen geeignet binär ausgewogenen Widerstand gegeben.

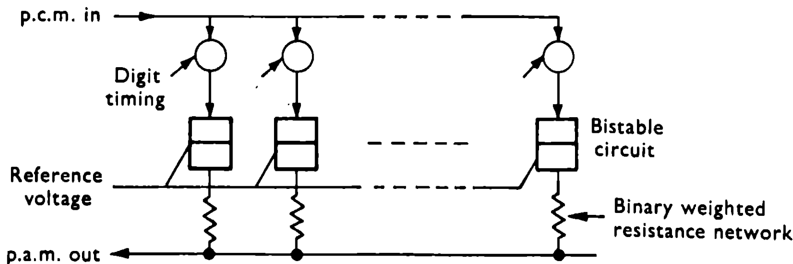


Bild 31. Vereinfachtes Blockschaltbild eines Netzwerkdecoders

p.c.m. in p.a.m. out	PCM-Eingang, PAM-Ausgang
Reference voltage	Referenzspannung
Digit timing	Bit-Taktung
Bistable circuit	Bistabile Schaltung
Binary weighted resistance network	Binär ausgewogenes Widerstandsnetzwerk

Damit ist die PAM am Ausgang die Summe der Ströme, die proportional zum Gewicht der entsprechenden Impulse sind.

Da alle ausgewogenen Ströme im Augenblick des Demultiplexens vorhanden sein müssen, muß der Decoder eine Serien-Parallelumsetzung enthalten. Das wird in dem im Bild 31 gezeigten Decoder von den bistabilen Schaltungen ausgeführt.

Eine andere Ausführung (Jessop und Cattermole, 1964) verwendet auch den sequentiellen Netzwerkcoder. Aber aus Gründen, die im Abschnitt 6.2.1. behandelt werden, vereinfacht man die Übertragungsprobleme durch die Beschränkung der binär codierten Signale auf solche, die die Disparität Eins haben. Solch ein Code benötigt mehr Bits für dieselbe Anzahl von Quantisierungspegeln (tatsächlich ist die Redundanz etwa 1 bit), und er kann nicht mit konstanten nichtnegativen Gewichten in dem binär auswägenden Netzwerk erzeugt werden. Ein Code mit konstanter Disparität, in dem n von N bit "Einsen" sind, benötigt bis zu n-wertige Gewichte, d. h., das Gewicht für irgendein besonderes Bit hängt von dem Ergebnis der vorangegangenen Bits ab.

Noch eine andere Ausführung (Cattermole u.a., 1963) verwendet eine parallele Codierung über eine Codematrix, die einen Code mit 7 bits, der Disparität Eins und dem Abstand Eins abgibt.

Für Anwendungen mit hoher Geschwindigkeit ist das Bell-System mit einer Strahl-Codierungsröhre ein Beispiel (Cooper u. a., 1964), das als Wort-zu-einer-Zeit-Coder mit einer Frequenz von 12 MHz zur Codierung von Farbfernseh- oder ähnlichen Breitband-Signalen (z. B. ein FM-"Bündel" mit 1200 Kanälen) arbeitet.

Für Anwendungen mit relativ geringer Geschwindigkeit wurde die Pegel-zu-einer-Zeit- oder Impuls-Zähl-Codierung mit einer maximalen Frequenz von 3 MHz verwendet, die ein militärisches System mit 6 Kanälen, 6 bit und einer Abtastfrequenz von 6,67 kHz liefert (Clement u. a., 1964).

Aus dieser sehr kurzen Übersicht der Codierung und Decodierung wird ersichtlich, daß es eine Vielzahl von Verfahren gibt, die dem Systemkonstrukteur zur Verfügung stehen.

6.1.4. Taktung der Endstelle

Unter diese Überschrift fällt die für die korrekte Programmierung des Arbeitsablaufs der Endstelle notwendige Einrichtung. Der Arbeitsablauf der Endstelle wird in den Abschnitten 6.1.1. bis 6.1.3. beschrieben, zusammen mit den Verfahren zur Herstellung des Synchronismus und der Rahmenzuordnung der Empfangs- und Sendeendstellen. Die Steuerschaltungen für den Arbeitsablauf der Endstelle sind recht geradlinig. Sie bestehen zuerst aus einem quarzgesteuerten Muttergenerator, der als Quelle genauer Taktsignale auf der Grund-Impulswiederholfrequenz schwingt. Davon wird die Bit-Zählkette abgeleitet, die einen Impuls in jedem n-ten Zeitabschnitt als Bit-Takt-Information an den Coder und die Signalisierungstore liefert, wobei n die Zahl der Zeitabschnitte je Kanal ist. Von der Bit-Zählkette wird die Kanalzählkette abgeleitet, die 24 Impulse für die Arbeitsgänge der Abtasttore der 24 Kanäle liefert.

Um den Sender und den Empfänger eines Punkt-zu-Punkt-PCM-Systems synchron zu halten, müssen zwei Grundbedingungen er-

füllt sein. Erstens müssen die beiden Enden des Systems sowohl in der Frequenz wie in der Phase starr sein. Das kann beim Empfänger erreicht werden, indem die Bit-Frequenz aus dem ankommenden Signal gewonnen wird und einen örtlichen Muttergenerator mittels eines Phasenvergleichers regelt. Zweitens muß der Empfänger den richtigen Impuls dem richtigen Kanal zuordnen können. Deshalb muß jeder Rahmen, d. h. die gesamten Sprach-Abtast- und Signalisierungs-Bits, die aus der einmaligen Abtastung aller Kanäle resultieren, ein besonderes Signal enthalten, das den Beginn oder das Ende jedes vollständigen Zyklus der codierten Information kennzeichnet.

Der Synchronisierungsvorgang kann entweder vorwärts oder rückwärts wirken. Im ersten Fall wird zuerst ein definiertes Signal zur Abtastung des ersten Kanals gesendet, so daß das System bei jedem Rahmen in Synchronismus gebracht wird. Das erfordert ein recht langes und kompliziertes Impulsmuster, das Bandbreite verschwendet, und es hat auch einen häufigeren Verlust der Rahmenzuordnung durch einzelne Übertragungsfehler zur Folge. Beim zweiten rückwärts wirkenden Fall kontrolliert die Empfangsendstelle das ankommende Signal, um zu bestimmen, ob das System synchron ist, und sie verursacht einen Suchvorgang, wenn der Verlust des Synchronismus angezeigt wird. Um einzelne Übertragungsfehler zu unterdrücken, kann eine gegebene Anzahl von Fehlern in einer bestimmten Zeit verlangt werden, bevor entschieden wird, daß das System außerhalb der Rahmenzuordnung ist. Es sind für den Fall des Punkt-zu-Punkt-PCM-Systems vier Verfahren möglich:

1. die Verwendung einer Modifikation in dem übermittelten Impulszug, d. h. einen Impuls mit doppelter Breite oder, im Fall einer a.m.i.-Übertragung (s. Abschn. 6.2.1.), eine Verletzung der Regel der wechselweisen Polarität. Während dieses Verfahren ein schnelles und billiges Mittel zur Feststellung des Synchronismus mit einem sehr kleinen Verlust von Nutzinformationskapazität darstellt, hat es den grundsätzlichen Nachteil, daß ein Signal einer unterschiedlichen Art gesendet wird, daß unterschiedliche Anforderungen an den Repeater stellt. Es ist auch entweder ungeeignet für die Übertragung auf Kabeln oder es beschränkt das System auf eine besondere Art der Übertragung.

2. die Verwendung eines besonderen Bits je Rahmen, wie es im Bell-System T_I angewendet wird (Davis, 1962). Während dieses Verfahren sehr wenig Informationskapazität verschwendet, führt es zu sehr langen Ausfallzeiten im Suchvorgang und, vielleicht noch wichtiger, zu unrichtiger Rahmentaktung, was ein Hindernis für das Multiplexen, Submultiplexen und Vermitteln ist

3. die Verwendung von ein oder zwei Kanälen in jedem Rahmen für ein Impulsmuster, das entweder einmalig ist oder aus den übrigen Code-Bits gebildet werden muß. In einer Anwendung (Jessop und Cattermole, 1964) dieses Verfahrens, bei der ein einzelner Kanal für die Synchronisierung zur Verfügung steht, werden zwei besondere komplementäre u.d.-Worte mit 9 bit aus den 252 möglichen Worten im abwechselnden Rahmen zur Erkennung der Signalisierungskanäle verwendet. Soweit es den Synchronisierungsvorgang betrifft, sind die beiden Worte jedoch äquivalent. Dieses Verfahren ist relativ einfach, billig und schnell. In der genannten praktischen Ausführung wird in weniger als 1,8 ms der Verlust des Synchronismus angezeigt und der Synchronismus wiederhergestellt (bis zu 50 ms für das Verfahren 2.) Praktische Betriebserfahrungen haben gezeigt, daß diese Zeit kurz genug ist, um Signalisierungsfehler zu verhindern

4. die Verwendung eines besonderen Bits in jedem Kanal-Zeitabschnitt in einem charakteristischen Muster. Dieses Verfahren benötigt etwa dreimal soviel Bits je Rahmen als das Verfahren 3., aber es reduziert natürlich nicht die Zahl der möglichen Sprachkanäle. Wenn ein besonderes Bit für Signalisierungszwecke in jedem Kanal verwendet wird, können die beiden Funktionen der Signalisierung und Synchronisierung in diesem Bit kombiniert werden. Das verdoppelt jedoch die Zeit für die Erkennung und Herstellung des Synchronismus. Die Zeit zur Wiedersynchronisierung braucht bei einer Gruppe mit 24 Kanälen nicht zu lang zu sein, aber sie wird es bei größeren Gruppen oder bei Multiplex-Übergruppen

Praktisch scheint das Verfahren 4 am besten geeignet zu sein, vom CCITT als verbindlicher Standard angenommen zu werden.

Wenn man integrierte vermaschte Netze betrachtet, wird das Problem der Synchronisierung noch viel komplizierter, weil die

Zeitbasis für örtlich erzeugte Signale in einer einzelnen Schaltzentrale unvermeidlich verschieden sein muß von der variablen Zeitbasis, die aus Signalen hergestellt ist, die über ein Medium mit sich ändernden Eigenschaften von einer entfernten Schaltzentrale übertragen wurden, auch wenn die örtliche Zeitbasis in dieser entfernten Zentrale genau mit der in der ersten Zentrale synchronisiert wurde. Dieser Fall wurde schon mit einigen Einzelheiten im Abschn. 3.3.4. behandelt.

Ein Gesichtspunkt der Synchronisationsprobleme bei integrierten Netzen der gegenwärtig umfassend erforscht wird, ist die Geschwindigkeit der Wiederherstellung des Synchronismus. Während in der direkten Sprachverwendung eine Wiederherstellung in weniger als etwa 10 ms vielleicht nicht so wichtig ist, da der Verlust des Synchronismus selbst recht selten eintritt, kann in einem kombinierten Sprach- und Datensystem die schnelle Wiederherstellung des Synchronismus eine bedeutende Forderung sein, um eine sehr geringe Fehlerrate für Daten mit mittlerer und geringer Geschwindigkeit zu erreichen. Solch eine schnelle Wiederherstellung würde natürlich geringen Wert haben, wenn der Verlust des Synchronismus immer mit einer ziemlich ausgedehnten zusätzlichen Periode (etwa einige Millisekunden) des Verlustes oder der Verstümmelung von Nachrichten verbunden wäre. Wenn jedoch angenommen wird, daß das nicht der Fall und die schnelle Wiederherstellung eine wünschenswerte Eigenschaft ist, würde bei einer quasisynchronen Arbeitsweise eine gelegentliche Unterbrechung oder eine endliche Periode der Verstümmelung der Übertragung den Ausfall des Tochtergenerators verursachen, der die Übertragung des ankommenden Bit-Flusses zu dem Wiedereintaktungsspeicher steuert. Unter diesen Verhältnissen würde der Betrieb so durcheinanderkommen, daß die Wiederherstellung des Synchronismus zur Wiederaufnahme einer geordneten Übertragung fast unausweichlich die Durchführung des ganzen Suchvorgangs erfordern würde.
Das weist auf die Verwendung eines Tochtertaktgenerators mit einer sehr großen Schwungradfunktion hin, weil dadurch eine bessere Chance der Wiederherstellung auf Grund eines kurzen

Suchvorgangs gegeben ist, da die Wiederaufnahme der Übertragung immer in der Nähe des Synchronismus erfolgt.

Deshalb ist es besser, einen örtlichen Taktgenerator zu beeinflussen, als einen unabhängigen Tochtertakt zu erzeugen. Hierzu müssen folgende Grundforderungen gestellt werden:

a) Wenn ein normales Signal ankommt, darf die Zeitkonstante der Anpassung an Frequenzänderungen (Steifheit genannt) nicht länger (besser etwas kürzer) als die eines Repeaters sein

b) Bei einem nichtnormalen Signal oder während des Ausfalls des Signals muß die Justage des örtlichen Taktes aufhören, und der Betrieb muß unverändert mit dem örtlichen Takt weitergehen.

Solch eine Anordnung scheint keine unlösbaren Probleme aufzuwerfen.

6.2. Streckenausrüstung

6.2.1. Art des Streckensignals

Bisher haben die meisten PCM-Systeme das Signal im Basisband anstatt mit Hilfe von Trägertechniken übertragen. Diese müssen jedoch bei zukünftigem Weitverkehr auf Koaxialkabeln mit in Betracht gezogen werden. Die Art, in der eine Pulsfolge zur Übertragung umgewandelt wird, wird bestimmt durch die Eigenschaften des Übertragungsmediums. Wenn z. B. die Übertragung oder Wiederherstellung einer Gleichspannung schwierig ist, würde es besser sein, ein Signal ohne Gleichspannungskomponente zu erzeugen. Wenn HF-Nebensprechen ein Problem ist, würde man vorzugsweise einen Entwurf verwenden, der keine übermäßige Energie oder diskrete Frequenzkomponenten im HF-Spektrum des Signals enthält. Im ersten Fall, in dem die Beschränkungen bei der Kabelübertragung die Erzeugung einer besonderen Signalform erfordern, die durch die Unfähigkeit der Leitungsübertrager, Gleichspannungs- oder niederfrequente Komponenten zu übertragen, nicht übermäßig verzerrt wird, gibt es mehrere Verfahren. Bild 32 zeigt die verschiedensten Möglichkeiten für die Umfor-

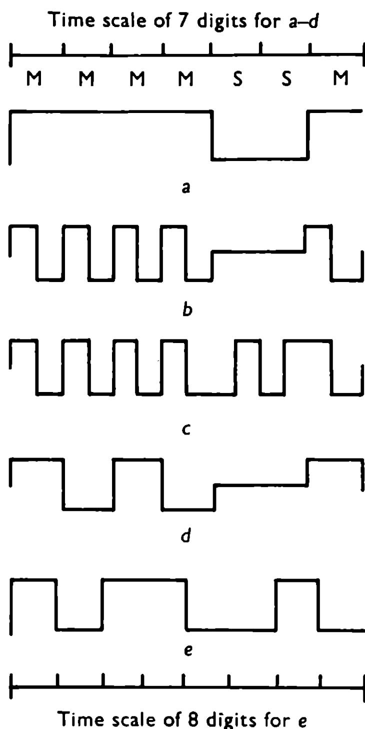


Bild 32. Verschiedene Arten codierter Signale
Time scale of 7 digits for a - d Zeitachse mit 7 bits für a - d
Time scale of 8 digits for e Zeitachse mit 8 bits für e

a) Arbitrary binary code beliebiger Binärcode
b) Dipole Pulses, amplitude modulation Mäanderförmige Impulse, amplitudenmoduliert
c) Dipole pulses, phase modulation Mäanderförmige Impulse, phasenmoduliert
d) Alternate-mark inversion Wechselnde Zeichenumkehr
e) Unit-disparity code Code mit der Disparität 1

mung eines beliebigen 7stelligen binären Signals (6 Sprachbits und 1 Signalbit). Um die Zeitperiode zu vergrößern, in der der durchschnittliche Gleichspannungspegel angenähert Null ist, gibt es folgende Lösungen:

1. die Benutzung von mäanderförmigen Impulsen (auch als "Dipuls" -Übertragung bekannt), die entweder amplituden-.(Bild 32b) oder phasenmoduliert (Bild 32c) sein können. Diese Methode behält das Signal mit zwei Zuständen bei, da die negativen Abschnitte am Empfänger unberücksichtigt bleiben können, und sie hat auch im Vergleich zu den anderen vorgeschlagenen Methoden die größte Toleranz gegenüber niederfrequenten Bandbeschneidungen. Aber sie erfordert eine Vergrößerung der Bandbreite am oberen Ende

2. die Benutzung der bipolaren Übertragung (auch als wechselnde Zeichenumkehrung bekannt) (Bild 32d). Dies ist eine Art pseudoternärer Code, da 3 Pegel unterschieden werden müssen, und daher ist diese Methode offensichtlich störanfälliger gegen Nebensprechen und Geräusche als eine Methode, die nur binäre Entscheidungen erfordert. Eine verbesserte Variante (Bell Telephone Laboratories, 1964), die eine größere Gleichmäßigkeit bei der Takterzeugung ergibt, wird jetzt im Bell-System bevorzugt. Sie wird als paarweise gewählter Ternärcode (pair-selected-ternary) bezeichnet und ist rein redundanter Code, der vom nicht redundanten Code abgeleitet wird, indem man die binären Ziffern paarweise zusammenfaßt und sie in ternäre Ziffern, wie in Tafel 2 gezeigt, umwandelt. Für aufeinanderfolgende Paare des Typs 1 0 oder 0 1 werden die beiden Codesätze 1 und 2 abwechselnd benutzt. Im Empfänger kann der ankommende ternäre Code durch Benutzung der Tatsache, daß solche Paare wie 0 0 nicht im Ternärcode auftreten, paarweise aufgelöst werden. Eine andere Variante, die von der Britischen Postverwaltung bevorzugt wird, benutzt bipolare Übertragung, wobei nur jede zweite Ziffer umgekehrt wird, um die Taktrückgewinnung zu erleichtern

3. die Benutzung eines Codes mit niedriger Disparität, insbesondere eines Codes mit der Disparität 1, wie er im Bild 32c gezeigt wird (Um die Stufenzahl, die ein normales 6-bit-Sprachsignal enthält, zu erhalten, sind 7 bit in einem Code mit der Disparität 1 erforderlich. Auf diesen 7-bit-Code bezieht sich die Bildunterschrift des Bildes 32c. Das Signal mit 8 Ziffern, das gezeigt wird, schließt ein willkürliches

Signalbit ein, so daß das sich ergebende Wort eine Disparität von 0 oder ± 2 hat.)

Eine mögliche Variante mit geringer Disparität (Carter, 1965) ist ein redundanter Code, in dem komplementäre Werte gleich sind. Er wird von einem nichtredundanten Code dadurch abgeleitet, daß jedes Wort so gesendet wird, daß die aufgelaufene Disparität des Signals verringert wird. Eine redundante Ziffer deutet das gewählte Verfahren an, und im Fall des 8-bit-24-Kanal-Systems schließt es eine Erhöhung der Streckenfrequenz von 1,536 auf 1,728 MHz ein.

Technisch ist der Binärcode mit der Disparität 1 die beste Lösung für symmetrische Kabel, wenn man 24-Kanal-Repeater für diesen Code mit 24-Kanal-Repeatern für bipolare Übertragung vergleicht. Folgende Vorteile ergeben sich daraus:

a) Wie schon erwähnt, erfordert bipolare Übertragung einen besseren Signal/Geräusch-Abstand als binäre Übertragung. Sowohl Theorie als auch Praxis bestätigen, daß der Unterschied etwa 4,5 dB beträgt. So wird der erforderliche Nebensprechabstand (bei der halben Bitrate gemessen) theoretisch 7 dB für bipolaren Code und 2,5 dB für Binärcode mit der Disparität 1. In der Praxis werden bei beiden Systemen 2 dB mehr verlangt.

b) Für gleiche Möglichkeiten (z. B. 128-Stufen-Sprache zuzüglich Signalisierung) erfordert der Binärcode mit der Disparität 1 9 Ziffern und der bipolare Code oder der paarweise gewählte Ternärcode 8 Ziffern. Die zusätzliche Bandbreite, die für sie erforderlich ist, steigert den Rauschpegel um 0,5 dB, das Fernnebensprechen um 1 dB und das Nahnebensprechen um 2 dB

c) Wenn man a) und b) kombiniert und die Tatsache zugrunde legt, daß digitale Fehler überwiegend durch Nebensprechen entstehen, ergibt sich ein Vorteil von ungefähr 2,5 dB für den binären Code gegenüber dem bipolaren oder paarweise gewählten Ternärcode. Dies könnte bei einem gegebenen symmetrischen Kabel eine Erhöhung des Verkehrs um wenigstens 40% ermöglichen

d) Der Unterschied des Zeitjitters ist vernachlässigbar gegenüber den Streuungen bei der Beobachtung

e) Der binäre Repeater ist toleranter gegenüber Schwankungen des Signalpegels

f) Der binäre Repeater verbraucht weniger Leistung als der bipolare Repeater

g) Wegen des komplizierteren Codier- und Decodierprozesses kostet die binäre Endstelle mit der Disparität 1 ein wenig mehr als die bipolare Endstelle oder die Endstelle mit paarweise gewähltem Ternärcode. Jedoch sind die binären Repeater wegen der Punkte a) bis f) einfacher und billiger als jene für bipolare Übertragung. Wenn man die Gesamtkosten des Systems mit gegenwärtigen Bauelementen und Techniken betrachtet, so scheinen Systeme mit etwa 11 Repeatern die gleichen Kosten zu verursachen.

Tafel 2. Umwandlung der Binärzeichen in Ternärziffernpaare

Binäres Paar	Ternäre Paare			
	Satz 1		Satz 2	
11	+1	-1	+1	-1
10	+1	0	-1	0
01	0	+1	0	-1
00	-1	+1	-1	+1

Der Schnittpunkt der Kurven für Kosten in Abhängigkeit von der Entfernung fällt jedoch nahezu mit der viel steileren Kurve für NF-Kabel-Kosten zusammen, so daß kein bedeutender Unterschied für die "Mindestentfernung" zu erwarten ist. Trotz der technischen Überlegenheit des binären Codes mit der Disparität 1, hat sie bei den internationalen CCITT-Versammlungen wenig Unterstützung gefunden. Die Majorität stimmte dort für die einfache bipolare (d. h. wechselnde Zeichenumkehrung) Übertragung. Wo es um Systeme mit höherer Kapazität auf Fernverkehrsstrecken mit Koaxialkabeln geht, ist es zu früh, um Bestimmtes über die günstigste Art des Streckensignals zu sagen. Gegenwärtige Überlegungen gehen dahin, daß sich wahrscheinlich irgendeine PCM-Art mit mehreren Stufen oder ein differenzielles PCM-Signal im Basisband als Optimum herausstellen wird.

6.2.2. Repeater

Ein Repeater muß folgende Aufgaben erfüllen, um ein Signal, das während der Übertragung über ein bandbegrenztes Medium verzerrt wurde, ausreichend wiederherzustellen: Formung, Taktung und Regenerierung.

Formung

Die Formung erfordert eine Entzerrung am Eingang des Repeaters, so daß der kombinierte Gesamtfrequenzgang des Übertragungsmediums und des Entzerrers am Eingang des Regenerators einen Pulszug erzeugt, der es erlaubt, einen Entscheidungspegel für 0 und 1 zu finden. Es kann nachgewiesen werden, daß ein allmähliches Auslaufen und keine scharfe Begrenzung des Amplitudenganges erwünscht ist, um die gegenseitige Impulsbeeinflussung zu mindern. Solche Beeinflussung entsteht auch durch Impulsreflektionen, die durch Schwankungen in dem Gesamtamplituden-oder Phasen- und Frequenzgang oder durch beide hervorgerufen werden. Eine typische Entzerrerfunktion in der Praxis für einen Pulszug mit dem Tastverhältnis 1 ist eine Funktion, die bis zur halben Bitrate einigermaßen gerade verläuft und etwa bei der Bitrate einen Abfall von 9 dB aufweist.

Taktung

Eine mit dem empfangenen Impulszug phasengekoppelte Zeitkonstante ist notwendig, wenn der Regenerator unabhängige Entscheidungen für die einzelnen Impulse des empfangenen Impulszuges treffen soll. Die Zeitkomponente kann entweder einer Komponente entnommen werden, die schon normalerweise im Pulszug vorkommt, dem Pulszug auf der Senderseite hinzugefügt und im Empfänger ausgesiebt wurde (z. B. könnte eine Taktwellenkomponente in den spektralen Nullstellen, die zur Bitfrequenz bei wechselnder Zeichenumkehr erscheinen, hinzugefügt werden), oder einer Komponente, die über einen eigenen Weg übertragen wird.

Eine normale unipolare Impulskette hat eine diskrete Frequenzkomponente bei der Bitfrequenz; diese Komponente kann mit einem Resonanzkreis herausgefiltert und zur Steuerung des Regenerators benutzt werden. Die gefilterte Komponente muß in

einer Schaltung mit einem hohen Q-Faktor verstärkt werden, denn sonst würde die Zeitkomponente während langer Impulspausen abklingen; die Vermeidung eines Codes, in dem alle Stellen 0 sind. würde.wenigstens ein Zeichen je Wort erhalten, um die Taktschaltungen in Gang zu halten. Der Q-Faktor und damit die Bandbreite der Filter ist eine Sache des Kompromisses. Um eine einigermaßen saubere unmodulierte Sinuswelle aus einem Eingangssignal mit reiner Zufallsmodulation zu erhalten, wird ein schmaler Bandpaß (d. h. hoher Q-Faktor) erforderlich. Auf der anderen Seite ist die Phasenverschiebung der Taktwelle (die auf wenige Grad beschränkt werden sollte), die durch leichte Verstimmung des Resonanzkreises entsteht, dem Produkt aus Q und der Frequenzänderung proportional, so daß die Frequenztoleranzen der Bauteile dem Q-Faktor eine Grenze setzen. Ein Q-Faktor von 1000 ist bei fast allen interessierenden Frequenzen angebracht.
Bei binärer Pulsübertragung mit der Disparität 1 und bei wechselnder Zeichenumkehr oder paarweise gewähltem Ternärcode wird das Spektrum bei der Bitfrequenz zu Null; aber es gibt eine ordentliche kontinuierliche Komponente bei der halben Bitrate. Die Taktwelle kann daher durch Gleichrichtung des bandbegrenzten Signals und strenge Filterung der Impulskette, mit der Bitfrequenz als Mittenfrequenz, die durch die Scheitel der gleichgerichteten Wellen (d. h. durch die Signalflanken) erzeugt wird, gewonnen werden. Die untere Bandfrequenz wirkt sich durch Verschiebung der Flanken in beide Richtungen überwiegend aber durch Phasenvoreilung aus. Bei den praktischen Impulsmusteränderungen sind die Flankenverschiebungen irregulär. Jedoch zeigt die gewonnene Taktwelle durch die integrierende Wirkung der Taktfilter weniger musterbedingtes Jitter. Da schnellere Änderungen wirksamer geglättet werden, sinkt die Schwankungsamplitude sehr schnell mit der Verkürzung von 1- oder 0-Folgen. Hier sind die binäre Codierung mit der Disparität 1 bzw. der paarweise gewählte Ternärcode im Vorteil gegenüber dem Code mit wechselnder Zeichenumkehr, da die Dichte der Zeitinformation relativ konstanter ist, sowohl über der Zeit bei irgendeinem Signal als auch zwischen Signalen, die gegenseitig übersprechen können.

Wenn erst einmal eine Taktkomponente verfügbar ist, kann sie dazu benutzt werden, den Pulszug entweder teilweise oder vollständig neu zu takten. Bei der teilweisen Taktung wird die Amplitude der Taktspannung an eine Referenzspannung geklammert und zu dem ankommenden Pulszug addiert. Überschreitet die algebraische Summe der Taktspannung und des Signals den Entscheidungspegel, wird der Regenerator wirksam. Mit dieser Methode kann die Taktspannung entweder vom Eingangssignal (manchmal vorwärtswirkende Taktung genannt) oder vom Ausgangssignal (manchmal rückwärtswirkende Taktung genannt) abgeleitet werden. Die erste Methode ist zu bevorzugen, da sie eine größere Toleranz der Mittenfrequenz des Resonanzkreises erlaubt (d. h., das Geräusch, das durch wachsende Abstimmungsfehler entsteht, vergrößert sich bei der ersten Methode relativ langsam und bei der zweiten Methode ziemlich schnell, und in der Tat wird die Rückwärtstaktung heute überhaupt nicht mehr benutzt. Die Neutaktung ist unvollständig, da Geräusch und Zeitverschiebungen des Eingangsimpulses die Taktung der Vorderflanke der regenerierten Impulse beeinflussen. Diese Auswirkung wird jedoch vermindert, wenn die Taktamplitude steigt.

Bei vollständiger Neutaktung werden schmale Impulse, die aus der Taktspannung gewonnen werden, benutzt, um den empfangenen Impulszug abzutasten, und ein vollständig neuer Ausgangsimpuls wird erzeugt, wenn die empfangenen Impulse den Entscheidungspegel im Abtastaugenblick überschreiten. Die Neutaktung wird dadurch vollständig, daß die Vorderflanke des regenerierten Impulses vollständig durch die Taktspannung bestimmt ist und fast unbeeinflußt durch Geräusch oder Zeitverschiebungen des Eingangsimpulses bleibt. Sie ist jedoch nicht ganz perfekt, da der gewonnene Takt noch dem Jitter unterworfen ist. Vollständige Neutaktung ist nicht schwer zu bewerkstelligen und hat beträchtliche Betriebsvorteile.

Regenerierung

Die Amplitudenregenerierung erzeugt im idealen Fall (auch vollständige Regenerierung genannt) keinen Ausgang, wenn der Eingang kleiner als ein Referenzpegel (meistens die halbe Amplitude des empfangenen Impulses) ist und einen vollständigen Ausgang, wenn der Referenzpegel sogar durch den kleinsten Betrag überschritten wird. Diese Sprungcharakteristik kann sehr gut durch eine Triggerschaltung angenähert werden. Um die Breite des regenerierten Impulses genau zu kontrollieren, ist die Verwendung der vollständigen Neutaktung notwendig, um die Triggerschaltung durch einen negativen Impuls zurückzusetzen und sich nicht auf eine Rückkopplungsschaltung zu verlassen.

Bei der Regenerierung von Trägerfrequenzen kann die Erzielung der idealen Stufencharakteristik im Vergleich zum Basisband schwierig sein. In diesem Fall kann die teilweise Regenerierung benutzt werden. Hier sind Ausgang und Eingang voneinander abhängig, z. B. durch ein quadratisches Gesetz. Beim Fehlen irgendeiner systematischen Abweichung kann eine Reihe solcher Generatoren mit quadratischer Funktion sehr gut das Ergebnis vollständiger Regenerierung erreichen. Die Addition von Abweichungen bei jedem Repeater kann in einer langen Reihe von Repeatern ungünstig ansteigen, obwohl eine Vergrößerung der Signalleistung um 6 dB ausreicht, um die Fehlerrate einer Reihe von Repeatern mit teilweiser Regenerierung genau so niedrig zu halten, wie bei einer Reihe von Repeatern mit vollständiger Regenerierung. Dies gilt auch für Repeater mit teilweiser Neutaktung.

6.3. Vermittlungseinrichtungen

Die verschiedenen Entwicklungsphasen der PCM-Vermittlungen sind im Abschn. 3.3. umrissen worden. Dieser Abschnitt wird sich lediglich mit einer praktischen Ausführung dieser Entwicklungen befassen, um zu zeigen, wie die Prinzipien in die Praxis umgesetzt werden können.
Wie schon im Abschn. 3.3. erläutert, sind nur 2 Vermittlungsstufen zu betrachten:

Die Vermittlungsstufe zwischen Teilnehmerleitungen und einer PCM-Sammelleitung

die Vermittlungsstufe zwischen PCM-Sammelleitungen

Diese werden im folgenden etwas näher betrachtet.

6.3.1. Vermittlungsstufe zwischen Teilnehmerleitungen und einer PCM-Sammelleitung

Eine PCM-Sammelleitung mit 24 Kanälen kann 100 bis 200 Teilnehmer je nach deren Verkehr bedienen. Daher wurde die Vermittlungsstufe zwischen den Teilnehmerleitungen und einer PCM-Sammelleitung als Konzentrator bezeichnet.
In dieser Stufe sind drei Modulationsarten vorhanden:

a) Das Signal, das durch das Mikrofon (oder Tastwahlgenerator) erzeugt wird, ist NF

b) Der Abtastschalter beim Teilnehmer erzeugt PAM-Signale, die bis zum Eingang des Coders in dieser Form bleiben

c) Der Coder erzeugt den PCM-Code, der den empfangenen PAM-Signalen entspricht

Das Blockdiagramm (Bild 33) dieser Stufe zeigt die drei Teile der Sprachschaltung, die diesen drei Modulationsarten entsprechen.

Die Teilnehmereinrichtung

Jede Teilnehmerleitung, die entweder 4- oder 2drähtig sein kann, ist mit der Teilnehmereinrichtung verbunden. Diese Einrichtungen stellen einen wesentlichen Teil der Gesamtkosten einer Vermittlung (nahezu 40%) dar und umfassen Anpaßschaltungen, Filter und Abtasttor. Bei einer 2-Draht-Verbindung müssen die Anpaßschaltungen einen Gabeltransformator enthalten, da Sende- und Empfangsrichtungen auf der PCM-Sammelleitung getrennt sind.

Für die Realisierung der Anpaßschaltungen sind verschiedene Lösungen in Betracht gezogen worden und eine besonders günstige benutzt nur Halbleiterbauelemente ohne Spulen. Eine derartige Lösung in Verbindung mit RC-Filtern ermöglicht die Herstellung von Teilnehmereinrichtungen mit integrierten Schaltun-

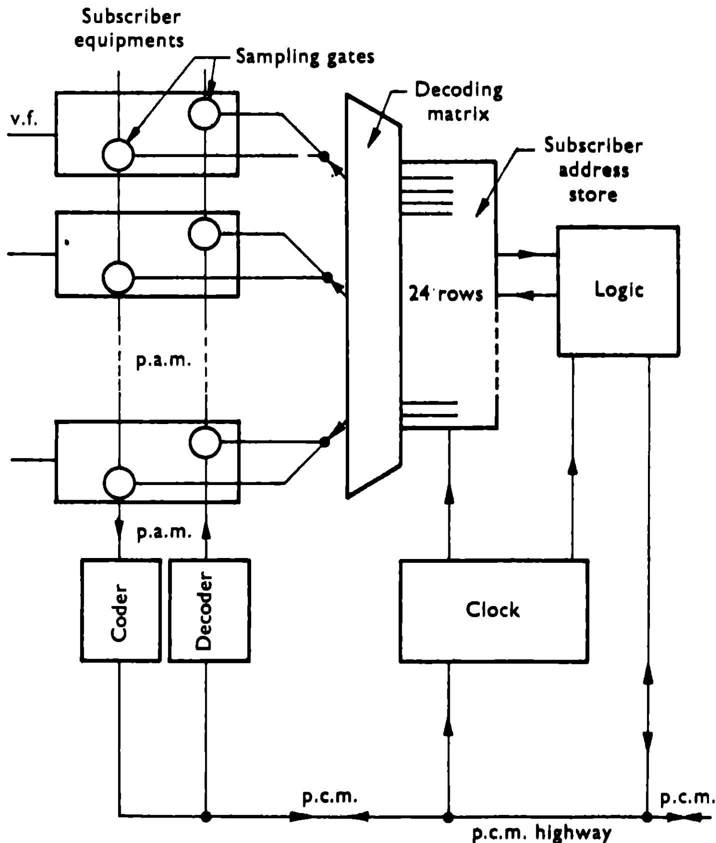


Bild 33. Typische Schaltstufe zwischen den Teilnehmerleitungen und einer 24-Kanal PCM-Sammelleitung

Subscriber equipments	Teilnehmereinrichtung
Sampling gates	Abtasttore
Decoding matrix	Decodiermatrix
Subscriber address store	Adressenspeicher des Teilnehmers
24 rows	24 Reihen
Logic	Logik
v.f.	NF
Coder	Coder
Decoder	Decoder
p.c.m. highway	PCM-Sammelleitung
Clock	Taktgeber

gen, da dies der erfolgversprechendste Weg zur Kostenreduzierung ist. Die Probleme, die sich mit RC-Filtern ergeben, sind bereits im Abschn. 6.1.1. erwähnt worden.

Die Sende- und Empfangsabtasttore sind nur Transistoren, die als Schalter benutzt werden. Sie können leicht als Block- oder Dünnschichtschaltung integriert werden.

Verbindung mit einer PAM-Sammelleitung

Die Verbindung zwischen Teilnehmereinrichtung und der PAM-Sammelleitung wird durch Abtasttore hergestellt. Wie oben erwähnt, wirkt diese Vermittlungsstufe wie ein Konzentrator; diese Wirkung wird durch die Steuerung der Tore erzeugt. Mit den Toren ist ein Speicher mit 24 Reihen (d. h. eine Reihe je PCM-Kanal) verbunden. In jede Reihe wird die Nummer des Teilnehmers, dem der entsprechende Kanal zugeteilt ist, eingeschrieben.

Der Speicher wird zyklisch gelesen und, wenn eine Reihe ausgelesen ist, sendet die dem Speicher zugeordnete Decodiermatrix ein Öffnungssignal zum Abtastschalter des Teilnehmers und stellt so die gewünschte Verbindung her. Daher besteht der Aufbau und Abbau einer Verbindung nur darin, die Teilnehmernummer in die richtige Stelle im Speicher einzuschreiben oder zu löschen. Diese Operationen werden von einer Logik, die die auszuführenden Befehle vom Leitamt durch die PCM-Verbindung erhält, ausgeführt. Ein Taktgeber, der durch die ankommenden Signale von der Vermittlung synchronisiert wird, erzeugt alle Taktimpulse, die von den verschiedenen Schaltungen benötigt werden.

Verbindung mit der PCM-Sammelleitung

Die Verbindung zwischen PAM- und PCM-Sammelleitungen wird durch Coder und Decoder gebildet. Die Anwendung dieser Geräte im Konzentrator und damit die allgemeine Wirkungsweise dieser Stufe rührt von Geschwindigkeits- und Preisüberlegungen her, die Coder und Decoder betreffen.

6.3.2. Vermittlungsstufe zwischen PCM-Sammelleitungen

Vermittlungsstufen zwischen PCM-Sammelleitungen müssen in der Lage sein, jeden beliebigen Kanal jeder beliebigen Sammel-

leitung mit jedem anderen Kanal der gleichen Sammelleitung oder mit jedem Kanal einer anderen Sammelleitung zu verbinden. Sie müssen dafür zwei verschiedene Arten von Vermittlungsfunktionen ausführen können, nämlich Vermitteln in der Zeitdimension und Vermitteln in der Raumdimension. Je nach Geschwindigkeit der verwendeten Bauelemente kann man die Signale einer Sammelleitung oder diejenigen von mehreren Sammelleitungen seriell oder parallel bedienen. Die nachfolgenden Beschreibungen gehen von einer einzelnen 24-Kanal-Sammelleitung aus; auf die gleiche Art und Weise könnten aber auch 48, 96 oder 192 Kanäle bedient werden.

Speicherung von Sprachsignalen - Zeitliches Vermitteln

In der Vermittlung werden die ankommenden Signale in einem Schnellspeicher zwischengespeichert. Das Signal des ersten Kanals wird in der ersten Zeile gespeichert usw.; entsprechend umfaßt der Speicher 24 Zeilen. Die Anzahl der Bits je Zeile hängt von der Anzahl der Sprachbits je Codewort ab.

Das zeitliche Vermitteln (siehe Bild 34) erfolgt dadurch, daß diese Signale in einer Zeitlage ausgelesen werden, die durch die Zentralsteuerung bestimmt wird. Zu diesem Zweck wird dem Sprachspeicher ein zweiter Speicher mit ebenfalls 24 Zeilen beigeordnet und in jede seiner Zeilen wird die Nummer eines der ankommenden Kanäle eingeschrieben. Dieser zweite Speicher, der Markierspeicher, wird zyklisch gelesen, und jeweils mit dem Lesen einer seiner Zeilen wird auch diejenige Zeile des Sprachspeichers ausgelesen, deren Nummer der Markierspeicher angibt. Auf diese Weise wird das Signal eines bestimmten ankommenden Kanals jeweils zu derjenigen Zeitlage gelesen, die der Zeilennummer der betreffenden Zeile des Markierspeichers entspricht. Dabei wird diese Zeitlage durch die Zentralsteuerung so vorgegeben, wie es der Verbindungsaufbau erfordert. Dieses Verfahren macht keinerlei besondere Maßnahmen zum Taktrichten der einzelnen Zeitlagen erforderlich.

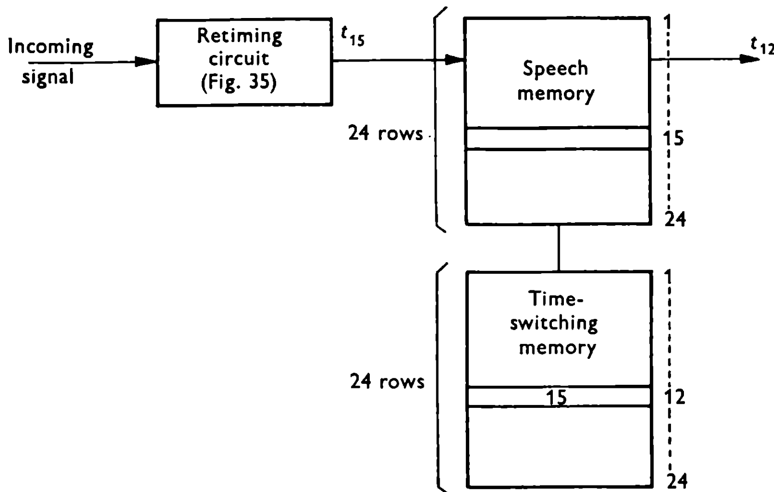


Bild 34. Zeitliches Durchschalten der 24-Kanäle einer PCM-Sammelleitung

Incoming signal	Kommendes Signal
Retiming circuit (Fig.35)	Taktrichterschaltung (Bild 35)
Speech memory	Sprachspeicher
Time-switching memory	Markierspeicher
24 rows	24 Zeilen

Synchronisation

Wie schon im Abschn. 3.3.4. angegeben, besteht einer der Wege zur Synchronisation eines integrierten PCM-Netzes darin, daß man ausgehend von einem quasisynchronen Verfahren die Bitströme von anderen Zentralen zeitlich auf den örtlichen Takt ausrichtet (taktrichtet). Bei Konzentratoren, die von ihrer Zentrale voll synchronisiert werden, ist dies jedoch nicht erforderlich. Die Grundprinzipien des quasisynchronen Verfahrens sind folgende:

Die Taktrichtung von Signalen, die von einer fernen Zentrale eintreffen, erfolgt in drei Schritten. Der erste Schritt elemeniert das Jittern, beim zweiten Schritt werden die Bits wortweise (kanalweise) zusammengestellt, und im dritten Schritt werden die geringen Frequenzdifferenzen zwischen den Taktgeneratoren der beiden Zentralen kompensiert. Der erste Schritt

umfaßt nur ein Phasenrichten; eine Schaltung mit einem Schwingquarz mittelt die Phasendifferenzen des ankommenden Signals aus und sichert, daß die ankommenden Impulse, nachdem sie neu geformt wurden, in ihre richtigen Zeitlagen gebracht werden. Ein solcher Phasenrichter ist für jeden kommenden PCM-Trakt erforderlich. Für den zweiten und den dritten Schritt sind sowohl zentrale Einrichtungen erforderlich, die für alle kommenden Trakte gemeinsam sind, als auch individuelle je Trakt. Beim zweiten Schritt werden alle ankommenden Signale in einen kleinen Speicher (jeweils einer je ankommender Trakt) eingeschrieben. Diese Stufe ist in den Bildern 35 und 36 dargestellt, wobei bei diesem speziellen Beispiel ein Speicher von drei Zeilen zu je 7 bits vorgesehen wurde. In den Darlegungen über die Organisation einer Zentrale auf Seite 127 wird von Speichern mit 8 bit je Zeile gesprochen (d. h., das Codewort eines Kanals besteht aus 8 Impulsen); das Prinzip ist in beiden Fällen

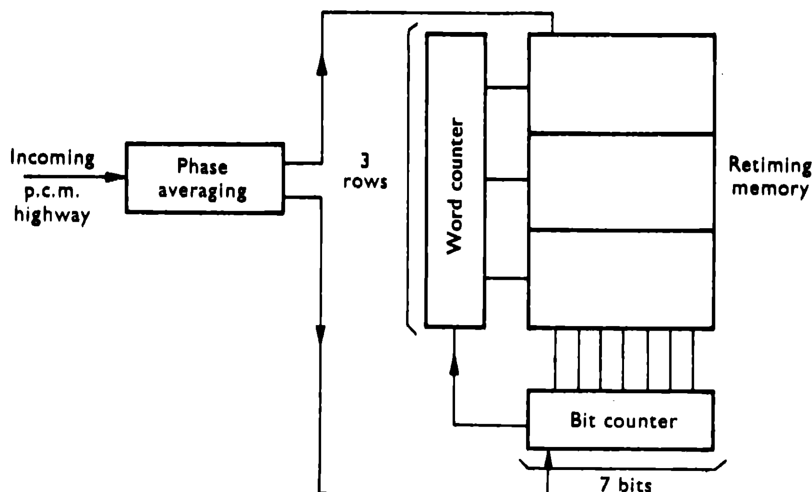


Bild 35. Taktrichterschaltung für einen 24-Kanal-PCM-Trakt

Incoming p.c.m. highway	Kommender PCM-Trakt
Phase averaging	Phasenmittelung
3 rows	3 Zeilen
Word counter	Wortzähler
Bit counter	Bitzähler
Retiming memory	Taktrichtspeicher
7 bits	7 bits

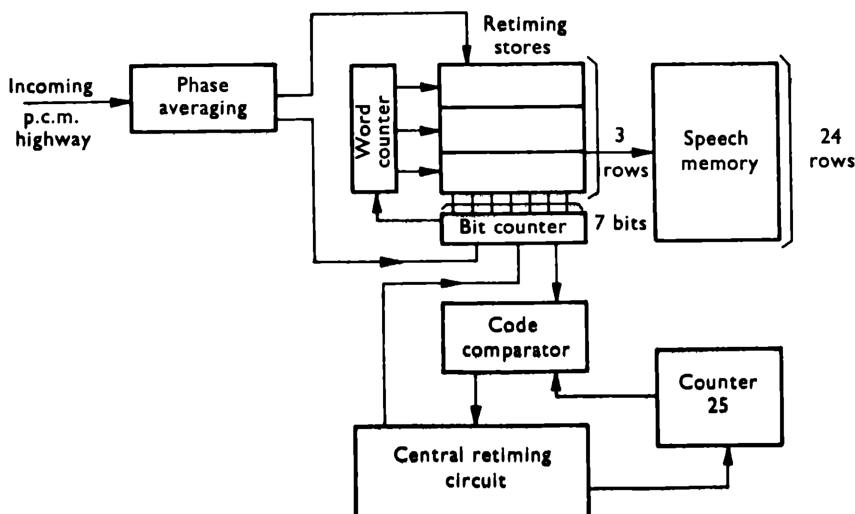


Bild 36. Kombiniertes Blockschaltbild aller Taktrichteinrichtungen für 25-Kanal- (24 Sprache + 1 Synchronisation) PCM-Trakte

Incoming p.c.m. highway	Kommender PCM-Trakt
Phase averaging	Phasenmittelung
Retiming stores	Taktrichtspeicher
Word counter	Wortzähler
Bit counter	Bitzähler
3 rows	3 Zeilen
7 bits	7 bits
Speech memory	Sprachspeicher
24 rows	24 Zeilen
code comparator	Codevergleicher
Counter 25	25-Zähler
Central retiming circuit	Zentrale Rahmensynchronisationseinrichtung

jedoch das gleiche. Das Einschreiben in den Speicher wird durch einen Zähler für die Zeilen (Worte) und einen für die Spalten (Bits) gesteuert. Diese Zähler werden durch den Rahmen der ankommenden Impulse (nach deren Phasenmittelung) gesteuert. Ein weiterer Zähler, der je Trakt bis 25 zählt, gibt die Nummer des kommenden Kanals an. Synchronismus besteht dann, wenn das Signal des 25. Kanals eintrifft, während dieser Zähler in

der Stellung 25 ist. Dies wird durch einen Codevergleicher angezeigt, der die gemeinsame zentrale Steuereinrichtung zum entsprechenden Zeitpunkt startet.

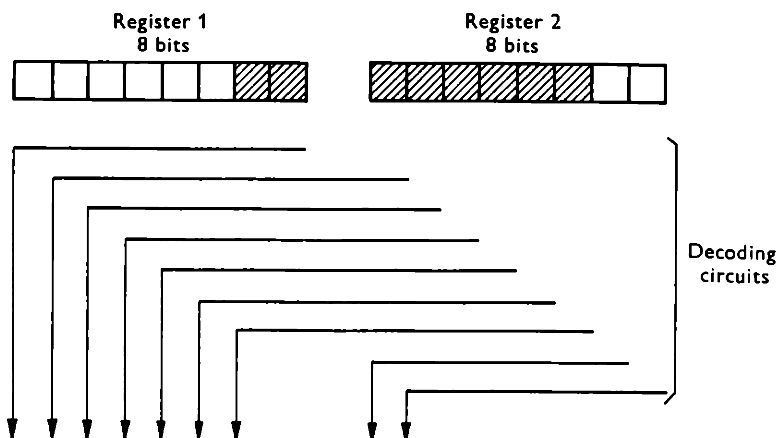


Bild 37. Zentrale Rahmensynchronisationseinrichtung

Register 1	8 bit	Register 1	8 bit
Register 2	8 bit	Register 2	8 bit
Decoding circuits		Decodierschaltungen	

Die gemeinsame Einrichtung enthält zwei Register zu je 8 bit (Bild 37). In diese Register werden zwei aufeinanderfolgend ankommende Gruppen von 8 bit eingeschrieben. Durch parallele Decodierung kann man die Lage des Synchronisationscodes ermitteln, falls er vorliegt, und hieraus geeignete Befehle ableiten, mit denen die drei Zähler in Gleichtakt mit den ankommenden Signalen gebracht werden. Wenn der Synchronisationscode nicht vorliegt, wird der Inhalt des Registers 1 in das Register 2 überspielt, und die nächste Gruppe von 8 ankommenden bit wird in Register 1 eingeschrieben. Der Vergleich wird erneut durchgeführt, und der Zyklus wird solange wiederholt, bis der richtige Synchronisationscode gefunden wurde.

Der dritte und letzte Schritt des Synchronisationsvorgangs besteht darin, daß die 24 ankommenden Worte unter Steuerung durch den örtlichen Taktgenerator (dessen Stabilität so gut

wie möglich und mindestens 10^{-6} sein soll) in den Sprachspeicher geschrieben werden. Wenn die Frequenzen der ankommenden Signale und des örtlichen Taktgenerators genau gleich sind, wird Wort 1 in Zeile 1 eingegeben usw. Wenn jedoch zwischen den beiden Frequenzen eine kleine Differenz besteht, so muß entweder von Zeit zu Zeit ein Wort ausgelassen (wenn der örtliche Generator zu langsam ist) oder eine Zeile leergelassen werden (wenn der örtliche Generator zu schnell ist). In beiden Fällen ergibt sich daraus ein kleiner, praktisch vernachlässigbarer Fehler beim Wiederauslesen. Bei Taktfrequenzdifferenzen von beispielsweise 10^{-7} ergibt sich eine Signalverfälschung alle 16 min. und bei 10^{-8} alle 2 h 40 min.

Räumliches Vermitteln

Räumliches Vermitteln (Bild 38) ermöglicht die Herstellung von Verbindungen zwischen Kanälen verschiedener Sammelleitungen. Es erfolgt mit Hilfe von matrixförmig angeordneten Diodengattern. Wenn eine Verbindung zwischen dem Kanal x der kommenden Sammelleitung A mit dem Kanal y der gehenden Sammelleitung B herzustellen ist, so ist zuerst einmal der Kanal x in die Zeitlage y zu bringen, was mit Hilfe der Einrichtungen für das zeitliche Vermitteln ausgeführt wird. Das räumliche Vermitteln wird dann nur in der Zeitlage y ausgeführt; dafür ist das Diodengatter am Kreuzungspunkt zwischen A und B genau während der Zeitlage y zu öffnen.

Dieses Öffnen wird durch einen Markierspeicher gesteuert, der A zugeordnet ist. Er enthält 24 Zeilen (eine je Kanal), und in jeder Zeile ist die Adresse desjenigen Kreuzungspunktes eingeschrieben, der in derjenigen Zeitlage einzuschalten ist, die gerade gelesen wird; der Speicher wird dabei zyklisch gelesen. Die Herstellung einer Verbindung erfolgt also - das sei noch einmal besonders herausgestellt - allein dadurch, daß in die Markierspeicher für das zeitliche und für das räumliche Vermitteln die Nummern des jeweiligen Kanals bzw. der jeweiligen Sammelleitung eingeschrieben werden.

Umverbinden

Beim soeben beschriebenen Vermittlungsprinzip ist es ausgesprochen günstig, daß von der Möglichkeit des Umverbindens

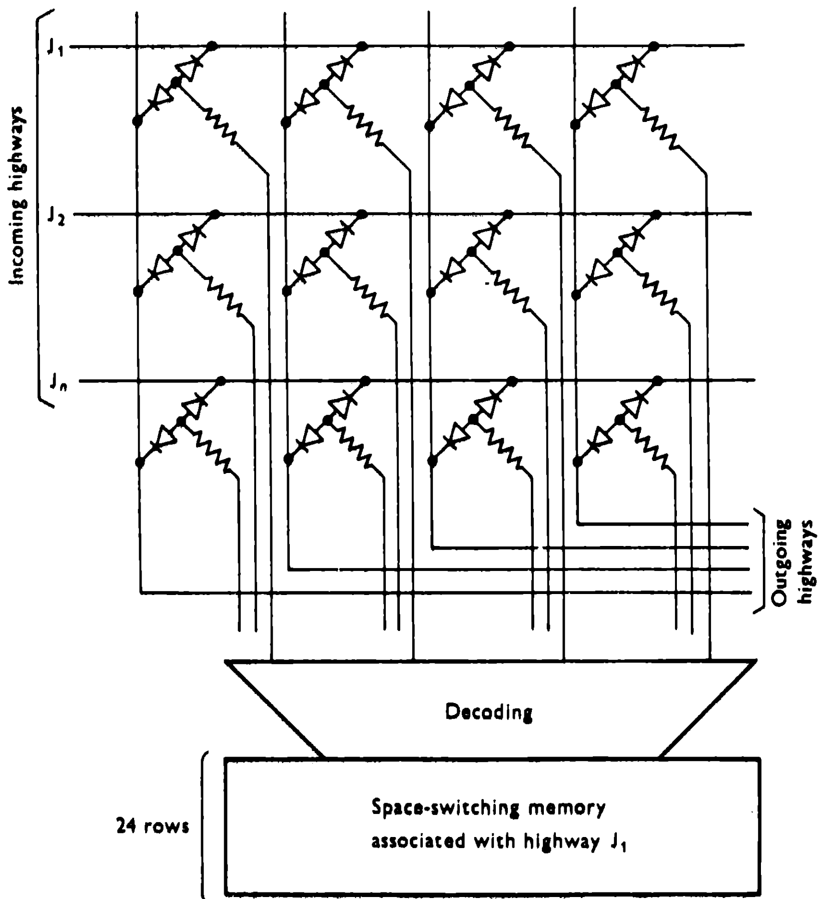


Bild 38. Räumliches Durchschalten zwischen PCM-Sammelleitungen

Incoming highways	Kommende Sammelleitungen
Outgoing highways	Gehende Sammelleitungen
Decoding	Decodierung
24 rows	24 Zeilen
Space-switching memory associated with highway J_1	Markierspeicher für Sammelleitung J_1

Gebrauch gemacht wird, mit dem interne Blockierungen in einer Zentrale vollständig vermieden werden können. Solche Blockierungen treten auf, wenn schon viele Verbindungen hergestellt sind und für eine neue weitere Verbindung nur wenige freie Wegabschnitte zur Verfügung stehen, die jedoch nicht zusammengeschaltet werden können. In diesem Fall kann man einen Weg für den neuen Anruf dadurch bereitstellen, daß man bereits bestehende Verbindungen umverbindet, d. h. über andere Wege führt. Dazu braucht man nur die Inhalte einiger Markierspeicher während des Intervalls zwischen zwei Sprachprobenübertragungen zu verändern.

Mit Hilfe dieses Verfahrens stellen die kommenden Trakte "vollkommene Bündel" dar, und die Durchlaßfähigkeit der Zentrale wird erhöht.

Allgemeine Organisation des Sprechwegenetzwerks

Bei der Gestaltung des Sprechwegenetzwerks einer Zentrale können die beiden beschriebenen grundsätzlichen Arten des Vermittelns (Zeit und Raum) auf verschiedene Art und Weise an- und ineinandergefügt werden. Nachfolgend wird eine Organisationsform beschrieben, die hinsichtlich der Anzahl der verwendeten Bauelemente ökonomisch ist. Die Beschreibung geht von Kanalworten zu je 8 bit aus (also 7 Sprachbits plus 1 Signalbit). Um mit geringem Aufwand für die Speicheransteuerungs- und die Traktsynchronisationsschaltungen auszukommen, werden die Trakte in 8-Trakt-Gruppen zusammengefügt.

Die 8 seriell in 8 aufeinanderfolgenden Schritten eintreffenden Bits werden gespeichert und anschließend parallel ausgelesen. Dadurch wird es möglich 8 x 25 = 200 Kanäle durch ein- und dieselbe Einrichtung zu bedienen. Eine solche Einrichtung, die eine Gruppe von 8 Trakten zu je 25 Kanälen (24 Sprachkanäle und 1 Synchronisationskanal) bedient, ist im Bild 39 dargestellt.

Die 8 auf einem Trakt ankommenden Bits werden zunächst in eine Zeile des kleinen, der Synchronisation dienenden 3-Zeilen-Speichers geschrieben. Dieser wurde auf Seite 117 erläutert; man nehme keinen Anstoß daran, daß dort von 7-Bit-Worten

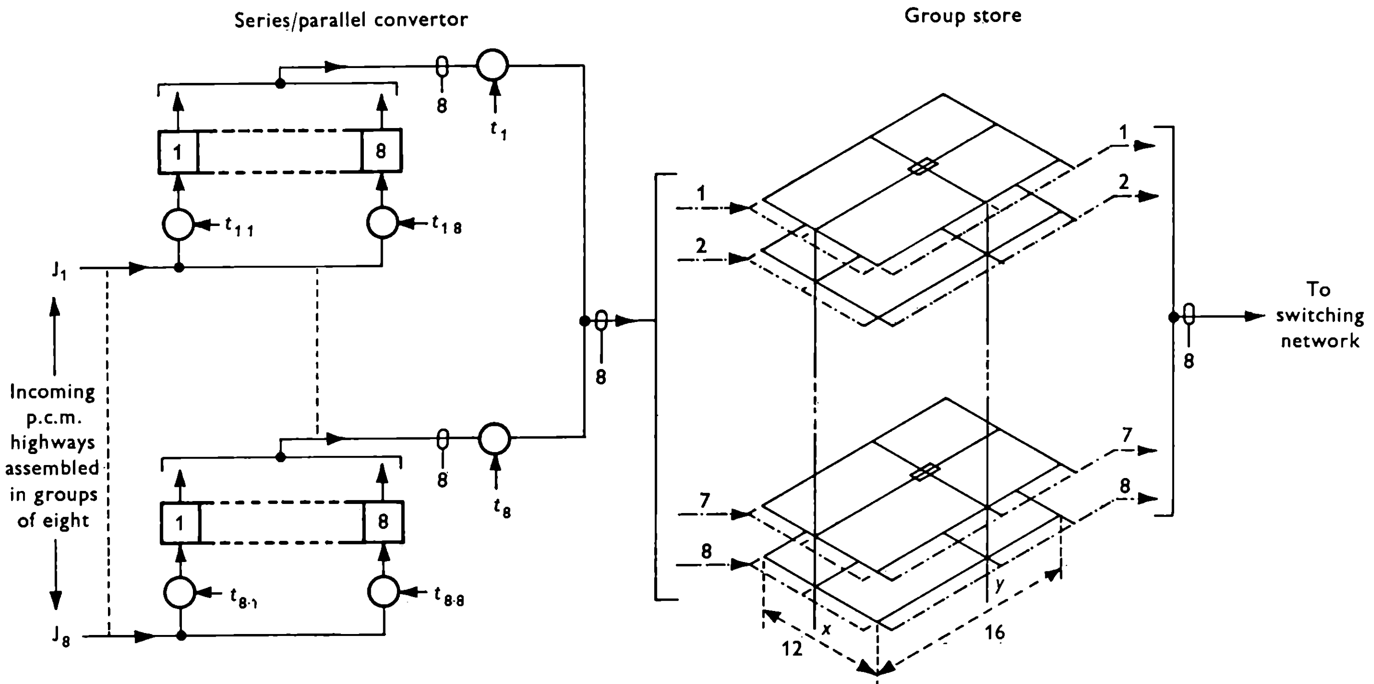


Bild 39.	Einrichtung zur Bedienung einer 8-Trakt-Gruppe	
	Series/parallel convertor	Serien-Parallel-Wandler
	Group store	Gruppenspeicher
	Incoming p.c.m. highways assembled in groups of eight	Kommende PCM-Trakte, in Achtergruppen zusammengefaßt
	To switching network	zum Verbindungsfeld

statt, wie hier, von 8-Bit-Signalen die Rede ist. Diese 8 bit werden anschließend parallel ausgelesen und in einen Sprachspeicher gebracht, der für die 8 Trakte der Gruppe gemeinsam ist. Dieser Speicher besteht aus 8 Ebenen (eine je bit), wobei jede Ebene 12 x 16 = 192 Adressen hat (eine je Verbindung - 192 = 8 x 24). Die Adressierung der 192 Sprachsignale erfolgt durch die Synchronisationseinrichtung.

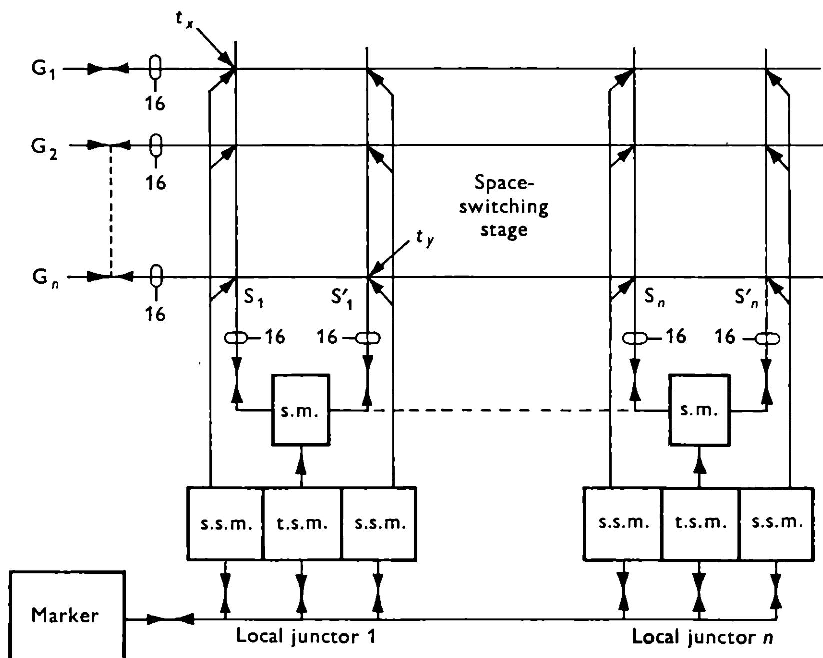


Bild 40. Vollständiges Verbindungsfeld für räumliches und zeitliches Vermitteln

RMS	Raum-Markierspeicher
ZMS	Zeit-Markierspeicher
SprS	Sprachspeicher
Space switching stage	Raumvermittlungsstufe
s.m.	SprS
s.s.m.	RMS
t.s.m.	ZMS
Marker	Zentralsteuerung
Local junctor 1	Verbinder 1
Local junctor n	Verbinder n

Das Verbindungsfeld ist im Bild 40 dargestellt. Hier werden n Gruppen zu je 192 Sprachkanälen am Eingang einer Raumvermittlungsstufe zusammengeführt. Beide Sprechrichtungen werden simultan bedient, und daher ergeben sich bei 8 Parallelbits für jede Richtung 16-adrige Kreuzungspunkte. Zwei ankommende Kanäle werden jeweils über einen Verbinder, der einen Sprachspeicher und an den beiderseitigen Vertikalen Schaltgatter zu allen Eingängen besitzt, verbunden. Beispielsweise wird Kanal x der Gruppe G_1 mit Kanal y der Gruppe G_n folgendermaßen verbunden:

1. In der Zeitlage t_x werden Eingang G_1 und Ausgang S_1 miteinander verbunden, und die Signale des Kanals x gelangen von G_1 nach S_1. Sie werden sodann in den Sprachspeicher mit der Adresse x des Verbinders 1 eingeschrieben.
2. Zur Zeitlage t_y werden die gleichen Signale aus dem Sprachspeicher ausgelesen und auf S_1' gegeben, der zum Eingang G_n durchverbunden wird.
3. Die Übertragung der Signale aus der Gruppe G_n zur Gruppe G_1 erfolgt entsprechend über S_1', der zur Zeitlage t_y mit G_n verbunden wird, den Sprachspeicher, der in den Zeitlagen t_y und t_x angesteuert wird, und die Verbindung zwischen S_1 und G_1 in Zeitlage t_x.

Jeder Verbinder kann 192 verschiedene angeschlossene Kanäle bedienen. Die Ansteuerung der Kreuzungspunkte und die Adressierung der Signale im Sprachspeicher erfolgen mit Hilfe von Markierspeichern (Zeit und Raum). Erforderlich sind zwei Markierspeicher für die Raumdimension, die die Gatter steuern, und ein Markierspeicher in der Zeitdimension, der das zeitliche Vermitteln im Sprachspeicher steuert. Jeder dieser Markierspeicher enthält 192/2 Adressen, in denen die in den 192 Zeitlagen durchzuführenden Schaltbefehle eingeschrieben sind. Eine Verbindung wird dadurch hergestellt, daß man in den Markierspeichern die Information in die richtige Zeile schreibt, und sie wird dadurch ausgelöst, daß man diese Information löscht.

Das Prinzip des Umverbindens (vgl. Seite 121), das darin besteht, daß man erforderlichenfalls den Weg für eine bereits

hergestellte Verbindung im Interesse des Aufbaus einer weiteren, neuen Verbindung umlegt, macht es möglich, innere Blockierungen gänzlich zu verhindern. Daher reichen zur Bedienung von n angeschlossenen Gruppen n Verbinder aus.

6.3.3. Allgemeine Organisation einer PCM-Zentrale

Bei der Steuereinrichtung einer PCM-Zentrale macht man sowohl von der digitalen Form der Sprachsignale als auch der Zeitschachtelung vorteilhaft Gebrauch. Auf Grund der digitalen Form der Sprachsignale sind die Schaltungen für die Steuerung und die Sprache vollständig homogen, und es ist sogar möglich, innerhalb der Zentrale die gleichen Pfade sowohl für die Sprache, als auch für die Signalisierung zu verwenden. Weiterhin beschränken sich die Markierungsfunktionen auf das Einschreiben oder Löschen von digitalen Signalen in den Speichern, wie sie weiter oben als Bestandteil des Sprechwegenetzwerks beschrieben wurden. Durch das Zeitteilungsprinzip ist eine sehr einfache Abtastung aller in einer Traktgruppe, einem Verbinder oder einem Konzentrator bedienten PCM-Kanäle möglich.

Diese Einrichtungen sind daher sehr einfach, verglichen mit den Einrichtungen für die entsprechenden Funktionen in teilelektronischen Zentralen. Eine typische Anordnung ist im Blockschaltbild Bild 41 dargestellt. Es zeigt das Sprechwegenetzwerk (also die Traktgruppen $G_{J1} \ldots G_{Jn}$ und die Koppler $L_{J1} \ldots L_{Jn}$, die bei untereinander gleicher Anzahl ein blockierungsfreies Feld ergeben) und das Steuernetzwerk. Letzteres ist in mehrere Gruppen G_x aufgeteilt, deren erforderliche Anzahl sich aus dem zu bedienenden Verkehr ergibt, wobei jede einzelne in der Lage ist, eine bestimmte Anzahl von Verbindungen zu bedienen.

Diese Organisationsform stellt auch eine befriedigende Lösung für das Zuverlässigkeitsproblem dar, da ein Fehler in der Gruppe G_x nur die Bedienungsgüte vermindert.

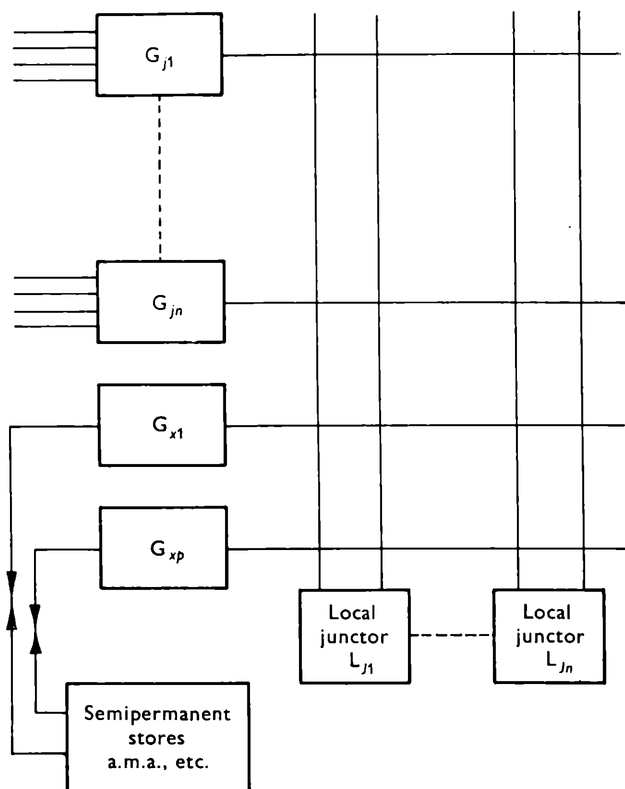


Bild 41. Blockschaltbild der Gesamtorganisation einer PCM-Zentrale

Local junctor	Verbinder
Semipermanent stores	Semipermanentspeicher
a.m.a., etc.	automatische Nachrichtenaufzeichnung usw.

ERLÄUTERUNG EINIGER FACHAUSDRÜCKE

In dieser Monografie sind einige spezielle Fachausdrücke der PCM-Technik enthalten, die vielen Lesern unbekannt sein werden. Obwohl keine Mühe gescheut wurde, diese Fachausdrücke schon im Text zu erklären, wurde es für zweckmäßig gehalten, diese getrennte Aufstellung mit den speziellen Erläuterungen anzufügen. Es muß jedoch ausdrücklich betont werden, daß diese Erläuterungen sich nur auf den vorliegenden Titel beziehen und keinen Anspruch erheben, als allgemeingültige Terminologie übernommen zu werden. Das Gebiet ist neu, und internationale Vereinigungen wie das CCITT haben bisher noch keine Zeit gehabt, verbindliche Definitionen zu formulieren. Sobald solche vorliegen, müssen die nachstehend aufgeführten Erläuterungen möglicherweise abgeändert werden.[1)]

Es sind auch Ausdrücke enthalten, die sich nicht auf die PCM-Technik beschränken und in verschiedenen Ländern unterschiedliche Bedeutung haben können. Diese Ausdrücke werden so erläutert, wie sie im Textzusammenhang in dieser Monografie angewendet werden.

Adapter (Adaptor)

Einrichtung zum Anschalten einer bestimmten Anzahl von raumgeteilten Fernsprechkanälen (z. B. einer elektromechanischen Vermittlung) an eine zeitgeteilte Multiplex-Sammelleitung (z. B. an ein 24-Kanal-PCM-System).

Anschlußbedingungen (Interface)

Aufstellung von technischen Bedingungen für die Zusammenschaltung zweier Einrichtungen mit unterschiedlichen Funktionen.

---

1) Das CCITT gab am 12. 1. 1968 den Entwurf eines Wörterbuches von PCM-Termini heraus (COM XV-Nr. 160-E)

Die technischen Bedingungen enthalten Typ, Menge und Funktion der Verbindungsschaltungen sowie Typ und Form der auszutauschenden Signale.

Coder - Decoder (Codec)

Zusammenfassung der beiden Worte "Coder" und "Decoder". Der Ausdruck kann verwendet werden, um die Kombination von Coder und Decoder in derselben Einrichtung zu bezeichnen.

Disparität (Disparity)

Überschuß von "Einsen" über "Nullen" in einer Codedarstellung. Damit hat ein Code mit der Disparität Null und 2 n bit n "Einsen" und n "Nullen", während ein Code mit der Disparität Eins (d. h. die Disparität ± 1) von 2n - 1 bit n "Einsen" und n - 1 "Nullen" (oder umgekehrt) hat.

Drift (auch Jitter und Weglauf) (Drift)

Ausdrücke zur Beschreibung der Zeitenunterschiede zwischen zwei theoretischen synchronen Taktgeneratoren (z. B. dem Taktgenerator einer Ortsvermittlung und dem ankommenden digitalen Bitfluß einer entfernten Vermittlung innerhalb eines integrierten Netzes). Drift ist eine Veränderung der nominellen Takt-Geschwindigkeiten, d. h. eine gleichmäßige Verschiebung; Jitter ist eine Änderung mit sehr kleinen Zeitkonstanten und Weglauf, ist eine Änderung mit großen Zeitkonstanten.

Gruppe (und Übergruppe) (Group)

Diese Ausdrücke werden für die zeitgeteilte Zusammenfassung von Kanälen in gleichem Zusammenhang verwendet wie bei konventionellen frequenzgeteilten Systemen. Damit könnte eine zeitgeteilte Gruppe z. B. aus einem 24-Kanal-PCM-Bündel bestehen und eine Übergruppe aus beispielsweise 12 zeitgeteilten Gruppen (d. h. einem 288-Kanal-PCM-Bündel).

Jitter (siehe Drift) (Jitter)

Ortsnetzbereich (Local area)

Der Bereich in dem Gespräche zwischen den Teilnehmern mit einer Einheitsgebühr verrechnet werden. Entsprechend der Teilnehmerdichte kann ein solcher Bereich nur ein Vermittlungsamt haben, an das alle Teilnehmer des Bereiches angeschlossen sind, oder mehrere Vermittlungsämter mit jeweils eigener örtlicher Verteilungsmethode aber gemeinsamem Nummerierungssystem (d. h. ein einfacher Mehramts-Netzbereich).

Rahmen (auch Vielfachrahmen und Überrahmen) (Frame)

Die Gesamtheit aller Sprach- und Signalisierungs-Bits jedes einzelnen Kanals des gesamten Vielfachs bilden, zusammen mit möglicherweise vorhandenen zusätzlichen Synchronisierungssignalen (z. B. ein besonderes Bit oder eine Gruppe von Bits), zur Markierung des Beginns (oder des Endes) eines jeden kompletten Zyklus der Code-Information einen Rahmen. Wo sich durch Unterteilung eines Sprach- oder Signalisierungskanals Vorteile für langsamere Übertragungsgeschwindigkeiten ergeben, kann das Muster für die langsamen in mehreren Rahmen, genannt Vielfachrahmen, wiederholt werden. Ein Überrahmen ist definiert als die Zusammenstellung der Bits aller Gruppen innerhalb einer PCM-Übergruppe zu einem Rahmen, möglicherweise zusammen mit einem besonderen Synchronisierungssignal für die Übergruppe.

Sammelleitung (Highway)

Gemeinsame Leitung, über die viele einzelne Kanäle, die durch Zeitteilung voneinander getrennt sind, geführt werden können.

Schlupf (Slip)

Wenn für ein integriertes Netz eine quasisynchrone Betriebsart mit konstanter Taktverschiebung (d, h. Drift) vorgesehen ist, gibt es gelegentlich eine kleine Verstümmelung der Nachricht, hervorgerufen durch den Schlupf, d. h. durch einen Sprung (oder eine Unterbrechung) bei einem regelmäßigen Leseprozeß in einem Eintaktungsspeicher. Dieser Schlupf wird durch das unterschiedliche Vor- oder Nacheilen des örtlichen Takt-

gebers in bezug zum entfernten Taktgeber verursacht. Die Häufigkeit des Schlupfes ist eine direkte Funktion der Geschwindigkeitsunterschiede der Taktgeber.

Taktgeber (Clock)

Einrichtung, die in einem Übertragungssystem zur Steuerung des Taktes für bestimmte Funktionen verwendet wird, wie z. B. der Steuerung der Dauer von Signal-Bits, der Steuerung der Abtastung usw.

Taktrichter (Retiming)

In einem integrierten PCM-Netz mit mehreren theoretisch synchronen Taktgebern (d. h. Taktrichterverstimmung besser $1:10^6$) ist die Wiedereintaktung ein notwendiger Prozeß zur Steuerung der Taktabweichungen (d. h. Weglauf der Jitter) durch ein Signal, das durch einen entfernten Taktgeber getaktet ist, wenn es in einer anderen Vermittlung, die durch einen anderen Taktgeber gesteuert, verarbeitet wird. Der Ausdruck "Taktrichter" wird auch für einen Vorgang im Repeater benutzt. Hier wird jedoch der für die Wiedereintaktung verwendete Taktgeber direkt von der inneren Taktkomponente der ankommenden Leitungssignale beeinflußt.

Trakt (Tract)

Sammelleitung, die verschiedene Zentralen miteinander verbindet und auf der die Bits- in pseudotertiären Codes übertragen werden

Überrahmen (siehe Rahmen) (Superframe)

Zeitliche Abtastung (Time sampling)

Vorgang zur Erzeugung von sehr kurzen Strom- oder Spannungsimpulsen, wobei die Amplituden der Impulse exakt die charakteristischen Amplitudenwerte der ursprünglichen Signalschwingung darstellen.

Verbinder (Junctor)

Verbindungen zwischen den Schaltstufen, die sich zwischen den Rahmen einer Vermittlungseinheit befinden und auf jedem Gestell einer Vermittlungszentrale enden.

Verbindung (Junction)

Verbindung zwischen zwei Vermittlungssystemen des gleichen Netzbereiches.

Vielfachrahmen (siehe Rahmen) (Multiframe)

Weglauf (siehe Drift) (Wander)

Wort (Charakter)

Bei der PCM ein Wort von n-wertigen Ziffern, üblicherweise Bits zur Darstellung einer einzelnen Sprachziffer; außer den Sprachziffern kann die Gruppe zusätzliche Ziffern enthalten, die z. B. zur Übermittlung von Signalinformationen dienen.

Abkürzungen

a.m.a.	automatic message accounting automatische Nachrichtenaufzeichnung
a.m.i.	alternate mark inversion wechselnde Zeichenumkehrung
ATT	American Telephone and Telegraph Company
CCITT	International Telegraph and Telephone Consultative Committee
EARC	Extraordinary Administrative Radio Conference
e.d.c.	error detection and correction Fehlererkennung und - korrektur
f.d.m.	frequency-division multiplex frequenzgeteilte Multiplexanordnung; Frequenzteilung

h.s.d.	high-speed data schnelle Daten
l.s.d.	low-speed data langsame Daten
m.s.d.	medium-speed data Mittelschnelle Daten
p.a.b.x.	private automatic branch exchange Nebenstellenanlage
p.a.m.	pulse-amplitude-modulation Pulsamplitudenmodulation
p.c.m.	pulse-code modulation Pulscodemodulation
p.p.m.	pulse-position modulation Pulsphasenmodulation
p.s.t.	pair-selected ternary Zwei aus Drei
p.t.m.	pulse-time modulation Pulszeitmodulation
p.w.m.	pulse-width modulation Pulsbreitenmodulation
s.m.	speech memory Sprachspeicher
TAT	Transatlantic Telephone Cable Transatlantik-Telefonkabel
t.d.m.	time-division multiplex zeitgeteilte Multiplexanordnung; Zeitteilung
u.d.	unit disparity Disparität Eins
v.h.s.d.	very high-speed data sehr schnelle Daten

LITERATURVERZEICHNIS

Aaron, M.R.: PCM transmission in the exchange plant (PCM-Übertragung in der Vermittlungstechnik). Bell Syst. Techn.J. (1962) 41, S. 99-141.

Bargit, Sir L.: British Broadcasting Corporation Reith Lecture (BBC Reith-Vortrag).

Bell Telephone Laboratories: Transmission systems for communications (Übertragungssystem für die Nachrichtentechnik) Bell Telephone Laboratories (1964) 3. Aufl.

British Post Office: Telecommunications Statistics (1965) (Statistik des Fernsprechverkehrs) 1965.

Campbell, D.R.: MESA - A time division multiple access system (MESA - Ein Zeitteilungssystem mit vielfachem Zugriff). (1964) Globecom VI Digest of Papers, S. 61.

Garter, R.O.: Low-disparity binary coding system (Binäres Codierungssystem mit niedriger Disparität). Electronics Letters (1965) I, S. 67 und 68.

Cattermole, K.W., u.a.: Experimental PCM transmission for local area telephony (Experimentelle PCM-Übertragung für den Ortsverkehr). Electr. Commun. (1964) 38, S. 56-74.

Cattermole, K.W.: Low-disparity codes and coding for p.c.m. (Codes niedriger Disparität und Codierung für PCM). IEE Symposium 1964 für Übertragungsfragen in Nachrichtennetzen, S. 179-182.

CCITT (1964 a): CCITT-Blaubuch, Bd. 3, Frage 33/XV.
CCITT (1964 b): CCITT-Blaubuch, Bd. 4, Frage 1/XI.

Chatelon, A.: Application of PCM to an integrated telephone network. Part 2 - Transmission and encoding (Anwendung der PCM in einem integrierten Fernsprechnetz. Teil 2 - Übertragung und Codierung) Electr. Commun. 38 (1963), S. 32-43.

Clemett, C.J., u.a.: A six-channel, six-digit t.d.m./p.c.m. system (Ein 6-Kanal - 6-Bit-Zeitteilungs-PCM-System). IEE Symposium 1964 für Übertragungsfragen in Nachrichtennetzen, S. 172-174.

Cooper, H.G.: A high-speed PCM coding tube (Eine schnelle PCM-Codierröhre) Bell Lab. Record 42 (1964) S. 267-272.

Corbato, F.J., u.a.: An experimental time-sharing system (Ein experimentelles Zeitteilungssystem). Proceedings of AFIPS joint computer conference 21 (1962) S. 335-344.

Cutler, C.C.: 1950, US-Patent 2 605 361.

Davis, C.G.: An experimental PCM system for short haul trunks (Ein experimentelles PCM-System für Nahverkehr). Bell Syst. Techn.J. 41 (1962) S. 1-24.

Deloraine, E.M.; Reeves, A.H.: 1938, US-Patent 2 262 838.

Deloraine, E.M.; Mierlo, S. van; Derjavitch, B.: 1946, Franz. Patent 932 140.

Extraordinary Administrative Radio Conference, Geneva (1963): Recommendation 4 A (Außerordentliche Konferenz der Rundfunkverwaltungen, Genf 1963; Empfehlung 4 A).

Fano, R.M.: The MAC system -the computer utility approach (Das MAC-System -Ein Versuch der Anwendung eines Rechners). IEEE Spectrum 2 (1965), S. 56-64.

Fultz, K.G.; Penick, D.B.: The T I carrier system (Das T 1-Trägersystem). Bell Syst. Techn. J. 44 (1965) (1405-1451).

Heising, R.A.: 1924, US-Patent 1 655 543.

Jessop, A.; Cattermole, K.W.: A 23-channel p.c.m. telephone transmission system (Ein 23-Kanal-PCM-Übertragungssystem). IEE Symposium 1964 für Übertragungsfragen in Nachrichtennetzen, S. 160-163.

King, B.G., u.a.: Preliminary study of a miniature underwater cable system (Vorläufige Studie über ein Miniatur-Unterwasser-Kabelsystem). IRE Trans. (1961) CS 9, S. 159-164.

Mann, H., u.a.: A companded coder for an experimental PCM terminal (Ein Kompandierungscoder für eine experimentelle PCM-Endstelle). Bell Syst. Techn.J. 41 (1962) S. 173-226.

Mayo, J.S.: An experimental broadband PCM terminal (Eine experimentelle Breitband-PCM-Endstelle). Bell Lab. Record 42 (1964) S. 152-157.

Neu, W.: Some techniques in PCM (Einige PCM-Verfahren). Bull. Schweiz.Elektrotechn. Ver. 8 (1960), S. 8-17.

Pierce, J.R.: Telecommunications in 1984 - private instead of travel (Fernmeldetechnik 1984 - privates Fernsehen statt Reisen). New Scientist (1964) 382, S. 664-665.

Purton, R.F.: A survey of telephone speech-signal statistics and their significance in the choice of a p.c.m. companding law (Ein Überblick über Telefonsprachstatistiken und ihre Bedeutung bei der Auswahl einer Kompandierungsvorschrift für PCM). Proc. IEE (1962) 119 B, S. 60-66.

Reeves, A.H.: 1938, franz. Patent 852 183.

Reeves, A.H.: PCM - its history, present position and future (PCM - Geschichte, gegenwärtiger Stand und Zukunft). IEEE Spectrum 2 (1965), S. 56-63.

Smith, B.: Instantaneous companding of quantised signals (Momentanwert - Kompandierung eines quantisierten Signals). Bell Syst. Techn.J. 36 (1957), S. 653-709.

Weed, R.P.: Centrex service - a modern PABX concept (Centrexdian - ein moderner Nebenstellenentwurf).

Walker, E.; Duerdoth, W.T.: Trunking and traffic principles of a p.c.m. Telephone exchange (Verbindungs- und Verkehrsprinzipien einer PCM-Fernsprechvermittlung). Proc. IEEE 111 (1964), S.1976-1980.

Ergänzungsliteratur

Ács, E.: Verfahren zur Mehrkanal-Nachrichtenübertragung mit Koden, die Adresse und Amplitudeninformation oder nur die Adresse tragen.
Hochfrequenztechn. u. Elektroakust., Leipzig 74 (1965) 2, S. 39-47, 3 Abb., 2 Tab., 5 Lit.

Bachmann, E.: Elektronische Schalt- und Vermittlungstechnik Techn. Mitt. PTT, Bern 45 (1967) 5, S. 212-217 u. 291.

Bauer, J.: Anwendungsmöglichkeiten der Pulscodemodulation Techn. Mitt. PTT, Bern 44 (1966) 6, S. 175-185, 9 Abb., 2 Tab., 5 Lit.

Birdsall, T.G.; Ristenbatt, M.P.; Weinstein, S.B.: Analysis of Asynchronous Time Multiplexing of Speech Sources (Analyse der asynchronen zeitgeteilten Mehrfachausnutzung von Sprachquellen). IRE Trans. Commun., New York CS-10 (Dez. 1962) 4, S. 390-397, 7 Abb., 2 Tab., 7 Lit.

Böhme, H.; Langner, H.J.: Geräte und Systeme für die Datenübertragung, SEL - Nachrichten, Stuttgart 14 (1966) 1; S.26-31, 5 Abb., 2 Tab.

Bowers, F.K.: What Use is Delta Modulation to the Transmission Engineer? (Welchen Nutzen hat die Delta-Modulation für den Übertragungstechniker?) Trans. AIEE Part I Commun. and Electron., New York 76 (Mai 1957) -, S. 142-147, 8 Abb., 7 Lit.

Broux, J.A.: Erste Erfahrungen mit dem Fernsprechvermittlungssystem 10 C, Elektr. Nachrichtenwes., Stuttgart 43 (1968) 4, S. 330-336, 7 Abb., 9 Lit.

Busy signal for pcm (Geschäftiges Signal für die PCM), Electronics, New York 38 (15. Nov. 1965) 23, S. 227-228, 1 Abb.

Cattermole, K.W.: Economic and technical Factors inthe application of PCM. (Ökonomische und technische Faktoren bei der Anwendung der PCM), ITT Transmission Symposium, Moskau, 20.-27. Nov. 1968, Paper No. 12, 36 S. (A4), 8 Abb.

Chatelon, A.: Anwendung der Pulscodemodulation in einem integrierten Fernsprechnetz. 2. Teil: Übertragungstechnik-Codierung, Elektr. Nachrichtenwes., Stuttgart 38 (1963)1, S. 14-26, 4 Abb.

Chatelon, A.: PCM telephone exchange switches digital data like a computer (Eine PCM-Fernsprechvermittlung, die digitale Daten ähnlich wie ein Computer vermittelt), Electronics, New York 39 (3. Okt. 1966) 20, S. 119-126, 7 Abb., 6 Lit.

Dallargine, G.: Experimental Solid-State Exchange for Integrated Communication. (Eine experimentelle Vermittlung in Halbleitertechnik für integrierte Nachrichtennetze), Telettra Techn. Inform Bulletin, Milano (1966) 16, S. 39-44, 6 Abb.

Duerdoth, W.T.; Hughes, C.J.; Bond, D.J.: Trunking systems for p.c.m. exchanges (Amtsverbindungsleitungssystem für PCM-Vermittlungen), Proc. IEE, London 114 (1967) 11, S. 1623-1629, 9 Abb., 1 App., 5 Lit.

Dumousseau, C.: An Integrated PCM Network (Ein integriertes PCM-Netz), IEEE Trans. Commun. Technol., New York COM-13, (März 1965) 1, S. 42-49, 11 Abb.

Electronic switching promotes boom in data-sending gear (Elektronisches Vermitteln fördert den plötzlichen Aufschwung bei Datengebereinrichtungen) Electronics, New York 39 (10. Jan. 1966) 1, S. 132-133

Das elektronische Wählvermittlungssystem "PERICLES" Hrsg.: Socotel, Paris, Prospekt (1967) 4 S. (A4) 4 Abb., 8 Lit.

Erstes Knotenamt mit PCM - Digitale integrierte Schaltkreise in den Multiplex-Systemen des Londoner Fernsprechamtes Empress - Elektronik Zeitung, Stuttgart 5 (13. Okt. 1967) 21, S. 3

Experimental p.c.m. digital tandem exchange (Experimentelle digitale PCM-Tandemvermittlung) Electronic Engineering, London 40 (Oct. 1968) 488, S. 578

Export, Price table PCM-equipment. Delivery without mounting (Export, Preistabelle PCM-Einrichtung, Lieferung ohne Montage) Hrsg.: Hasler AG, Bern, Preisliste (2.5.68), 2 Seiten (A 4), mit 1 Diagr. "Kanalpreis pro km".

Fontolliet, P.G.: Vollelektronische Vermittlungstechnik nach dem Zeitmultiplexverfahren, Technische Mitt.-PTT, Bern 45 (1967), S. 499-511, 14 Abb., 1 Tab., 12 Lit.

Gabriel, M.; Smith, E.J.E.: Ein 24-Kanal-PCM-Kurzstreckensystem, Elektr. Nachrichtenwes., Stuttgart 43 (1968) 2, S. 125-132, 8 Abb., 5 Lit.

Geißler, H.: Beitrag zur Planung von Pulscode-Modulations-Systemen (PCM) in postalischen Nachrichtennetzen, Nachrichtentechn. Zeitschr. (NTZ), Braunschweig (1967) 11, S. 667-682, 14 Abb., 4 Tab., 12 Lit.

Halina, J.W.: Datenübertragung-Entwicklungstendenzen und Zukunftsaussichten, Elektr. Nachrichtenwes., Stuttgart 41 (1966) 2, S. 190-209, 9 Abb., 2 Tab., 3 Lit.

Hamsher, Donald H.: System Concepts for Adress Communication Systems (System Konzeptionen für Adress-Nachrichtensysteme), IRE Trans. Vehicutar Commun., New York VC-9 (Dez. 1960) 3, S. 72-76, 6 Abb., 1 Lit.

Hartley, G.C.; Dejean, J.H.: Die Möglichkeiten eines integrierten digitalen Netzes, Elektr. Nachrichtenwes., Stuttgart 42 (1967) 3, S. 265-271, 6 Abb., 5 Lit.

Inose, H.; Yasuda, Y; Takagi, M.: The Subscriber-Line Circuit and the Signaling and Tone System for an Experimental Time-Division Exchange Featuring Delta-Modulation Techniques (Die Teilnehmeranschlußleitung und die Signalisierung und das Tonsystem für eine experimentelle zeitgeteilte Vermittlung mit Delta-Modulation), IRE Trans. Commun. Systems, New York CS-10 (Dez. 1962) 4, S. 397-407, 20 Abb., 1 App.

Inose, H.; Yoshida, Y.; Yasuda, Y.; Koono, Z.: A. Time Slot Interchange System in Time-Division Electronic Exchanges (Ein Zeitlageaustauschsystem in zeitgeteilten elektronischen Vermittlungsämtern), IEEE Trans. Commun. Systems, New York CS-11 (Sept. 1963) 3, S. 336-345, 8 Abb., 2 Tab.

Installation Plans for Pulse-Code-Modulation Systems up to December 1969. (Anlagenpläne für Puls-Kode-Modulationssysteme bis Dezember 1969), Post Off. Electr. Engr. J., London 61 (April 1968) Tl.1, S. 44-47, 5 Abb., 2 Tab.

de Jager, F.: Deltamodulation, a Method of P.C.M. Transmission using the 1-Unit Code (Deltamodulation, eine Methode der PCM-Übertragung mit dem Eins-Schritt-Kode), Philips Res. Rep., Eindhoven (1952) 7, S. 442-466, 22 Abb., 1 Tab., 1 App., 6 Lit.

Jeynes, E.: Planing and Work Aspects of 24-Circuit Pulse-Code-Modulation Systems (Planung und Gesichtspunkte der Ausführung bei einem 24-Kanal-PCM-System), Post Office Electrical Engineers J., London 60 (April 1967) Part 1, S. 33-38, 5 Abb., 4 Lit.

Kaufmann, H.O.; Skawski, H.: ESK 10 000 E -Ein System für Fernsprech-Ortsämter in Siemens-Crosspoint-Technik mit Elektronik Siemens Informationen Fernsprech-Vermittlungstechnik 3 (1967) 4, S. 202-213, 16 Abb.

Kawata, D.: Exploratory Development in Electronic Switching (Forschungsentwicklungen auf dem Gebiet elektronischer Vermittlungen) Japan Telecommunications Review, Tokyo 9 (1967) 2, S. 47-58, 13 Abb., 10 Lit.

Kettel, E.: Die Übertragung von PCM-Impulsen über Koaxialkabel im Vergleich zur Trägerfrequenztechnik, Nachrichtentechn.-Zeitschr. (NTZ), Braunschweig 21 (1968) 1, S. 24-27

Klapper, J.; Rabinovici, B.: A Synchronous Mode of RADAS Communication (Eine synchrone Betriebsart des Nachrichtensystems RADAS), IRE Trans. Vehicular Commun., New York VC-11 (1962) S. 50-55, 3 Abb., 1 App., 3 Lit.

Krocker, E.: Vermittlungssysteme nach dem Prinzip der Zeitteilung, Wissenschaftl. Zeitschr. d. TU-Dresden, Dresden 14 (1965) 4, S.981-986, 14 Abb.

Krocker, E.: Vollelektronische Vermittlungstechnik, Wiss. Zeitschr.- TH Dresden 10 (1961) 4, S. 850-855, 8 Abb.

Le Corre, J.: Anwendung der Pulscodemodulation in einem integrierten Fernsprechnetz, 3. Teil: Vermittlungstechnik. Elektr. Nachrichtenw., Stuttgart 38 (1963) 1, S. 27-37, 8 Abb., 7 Lit.

Le Corre, J.; Pirotte, A.: Vollautomatisches Fernmeldesystem mit Pulscodemodulation für militärische Zwecke, Elektr. Nachr.-Wes., Stuttgart 42 (1967) 3, S. 216-223, 8 Abb., 10 Lit.

Lender, A.; Kozuch, M.: Single - Bit Delta Modulating Systems (Ein Ein-Bit-Deltamodulationssystem), Electronics, New York 34 (17. Nov. 1961) 46, S. 125-129, 5 Abb., 1 Tab., 3 Lit.

Libois, L.J.; Legaré, R.; Pinet, A.; Bodin, P.: Expérimentation d'un système de commutation électronique intégrée dans la zone de Lannion-Le projet Platon (Erprobung eines integrierten elektronischen Vermittlungssystems in der Zone von Lannion. - Das Projekt "Platon"), Commutation et Electronique, Paris (Januar 1968) 20, S. 7-10, 10 Abb., 5 Lit.

Magnuski, H.: Wide-Baud Channel for Emergency Communication (Ein Breitbandkanal für Notrufverkehr), IRE Trans. Vehicular Commun., New York VC -10 (1961) 2, S.40-44, 7 Abb.

Mckenzie, A.: New era in telephony: Electronic switching. Part. 1.-3. (Eine neue Ära im Fernsprechwesen: Elektronisches Vermitteln. Teil 1-3.), Electronics, New York 37 (19. Okt. 1964) 27, S. 71-86, 20 Abb., 15 Lit.

Memorandum - Vorteile der Hasler PCM 30 + 2 Kanalausrüstung Hrsg.: Hasler AG., Bern, Prospekt (3.4.68) 1 Seite (A 4)

Merriman, I.H.H.: Men, circuits and systems in telecommunications. (Menschen, Schaltungen und Systeme in der Fernmeldetechnik), Proc. IEE, London 115 (1968) 1, S. 7-15, 4 Abb., 2 Tab.

Mornet, P.: Anwendung der Pulscodemodulation in einem integrierten Fernsprechnetz., 1. Teil: Vorteile der Pulscodemodulation, Elektr. Nachrichtenwesen, Stuttgart 38 (1963) 1, S.5-13, 3 Abb.

PCM-Ausrüstung zur Übertragung von 30 Telefoniekanälen auf symmetrischen Aderpaaren, Hrsg.: Hasler, AG Berlin, Prospekt (8.8.67) V + 22 Seiten (A 4) (21 Abb.), techn. Datenangaben

Plank, K.-L.; Schosnig, J.-G.: Ein Beitrag zum Problem der Verflechtung von Vermittlungs- und Übertragungssystemen Nachrichtentechnik Zeitschr. (NTZ), Braunschweig 21 (1968) 7, S. 393-4oo, 5 Abb., 9 Lit.

Poschenrieder, W.: Das Zeitmultiplexverfahren in der Vermittlungstechnik, Siemens Zeitschr., Erlangen 37 (1963) 1, S.16-19, 4 Lit.

Programmgesteuerte elektronische Fernsprechvermittlungssysteme ESS Nr. 1 und ESS Nr. 101 (Frei nach No. 1 Electronic Switching System und No. 101 Electronic Switching System.) 20 Beiträge von verschied. Verfassern. Bell Syst. techn. J. 43 (1964), S. 1831-2605, 4 Beiträge von verschied. Verfassern. IEEE Trans. Commun. & Electronics 83 (1964) S. 321-345) , Nachrichtentechn. Zeitschr., Stuttgart 19 (1966) 2, S. 122-124, 3 Abb.

RADA - New Concept in Radio Communications (RADA - ein neues Konzept in der Funknachrichtentechnik), International Electronics (Mai 1964) S. 19-22 (5 Abb.)

Richtstrahlanlagen für PCM - Übertragungssysteme (PCM - Endausrüstung und 7ooo MHz-Richtstrahlanlage) Hrsg.: Hasler AG, Bern, Prospekt (V. 1968) 3 Seiten (A 4), (4 Abb.), techn. Datenangaben

Rupp, H.; Opitz, L.: Ein 24-Kanal-PCM-Kurzstreckensystem SEL-Nachrichten, Stuttgart 16 (1968) 1, S. 1-7, 9 Fig.

Scott, R.; Perkins, J.C.: Development of a Multichannel PAM Telephone Transmission System (Entwicklung eines Mehrkanal-PAM-Fernsprechübertragungssystems), IEEE Trans. Commun. Technology, New York, COM 13 (März 1965) 1, S. 2-5, 7 Abb., 1 Tab.

Siemens - Das Zeitmultiplexverfahren in der Fernsprechvermittlungstechnik, Sonderdruck aus: Informationen Fernsprech-Vermittlungstechnik 2 (1966) 2, S. 61-68 u. 2 (1966) 4, S.194-199 und Siemens-Zeitschrift 37 (1963) 2, S.61-67

Wellhausen, H.W.; Hessenmüller, H.: Ein nach dem Zählprinzip arbeitendes PCM-Zeitvielfachsystem, Nachrichtentechn. Zeitschr. (NTZ), Braunschweig 2o (1967) 3, S. 133-138, 14 Abb., Zus.-stellg. techn. Daten, 10 Lit.

Yamato, J.; Ono, M.; Usuda, S.: Synchronisation of a PCM Integrated Telephone Network (Synchronisation eines integrierten PCM-Fernsprechnetzes), IEEE Trans. Commun. Technology, New York COM-16 (Febr. 1968) 1, S. 1-11, 10 Abb., 5 Lit.

Zetterberg, L.-H.: A Comparison between Delta and Pulse Code Modulation (Ein Vergleich zwischen der Delta- und der Puls-Kode-Modulation) Ericsson Technics, Stockholm 11 (1955) 1, S. 95-154, 15 Abb., 5 Tab., 2 App., 22 Lit.

SACHWÖRTERVERZEICHNIS